

H. L. RATH, Battelle-Institut, Frankfurt a. M.

Die elektrischen Einrichtungen von Navigationssatelliten und der zugehörigen Empfangsstationen¹⁾

DK 621.396.96:629.19:550.3

Einleitend werden Navigationsverfahren beschrieben, die — unabhängig vom Wetter und unabhängig vom jeweiligen Standort auf der Erde — eine Ortsbestimmung ermöglichen. Nach einer knappen Erklärung des Radiosextanten wird auf die elektrischen Einrichtungen des Transit-Systems eingegangen. Maßnahmen, die den Einfluß der Ionosphäre zu eliminieren sowie Signale aus dem Rauschen herauszuheben gestatten, werden geschildert. Ferner wird gezeigt, wie die Bahndaten der Satelliten und Zeitsignale den Beobachtern übermittelt werden.

1. Einleitung

Grundaufgabe der Navigation ist es, ein Fahrzeug schnell und sicher vom Ausgangs- zum Bestimmungsort zu leiten. Seit dem letzten Krieg ist eine große Anzahl von Navigationsverfahren für die See- und Luftfahrt entwickelt worden, die zunächst aus militärischen Aufgabenstellungen entstanden, später aber für zivile Anwendung weiterentwickelt wurden [1]. Man braucht nur auf Decca und Loran hinzuweisen. Daß daneben die astronomische Ortsbestimmung immer noch ihren Platz behauptet hat, ist unbestritten. Aber es gab bisher kein Verfahren, das unabhängig vom Wetter und unabhängig vom jeweiligen Standort auf der Erde eine Ortsbestimmung ermöglichte²⁾.

2. Radiosextant

Ein Schritt zur Vervollkommenheit der Navigationsverfahren in dieser Hinsicht ist der Radiosextant von Collins [2, 3]. Diese Firma ist seit 1946 bemüht, die Fortschritte auf dem Gebiet der Radioastronomie auch für die Navigation nutzbar zu machen.

Beim Radiosextanten handelt es sich um ein Gerät, mit dem nicht die sichtbare Strahlung der Sonne, sondern — wie schon der Name andeutet — ihre Strahlung im Gebiet der Radiowellen angepeilt wird. Bei gleicher Information hat jedoch der Radiosextant gegenüber dem optischen Sextanten den entscheidenden Vorteil, daß er auch bei schlechtem Wetter verwendbar ist, denn Radiowellen durchdringen die trübe Atmosphäre ohne nennenswerte Dämpfung.

Bild 1 zeigt ein vereinfachtes Blockbild des Radiosextanten. Die von der Sonne herrührende Strahlung wird von einer Parabolantenne aufgenommen, deren Richtcharakteristik periodisch geschwenkt wird und es dadurch zwei Servomotoren ermöglicht, den Parabolspiegel in Elevation und Azimut genau auf die Sonne einzustellen³⁾. In der Praxis arbeitet man auf einer Wellenlänge von 1,9 cm, die nur wenig Be-

Bild 1. Blockbild des Radiosextanten „AN/SRN-4“

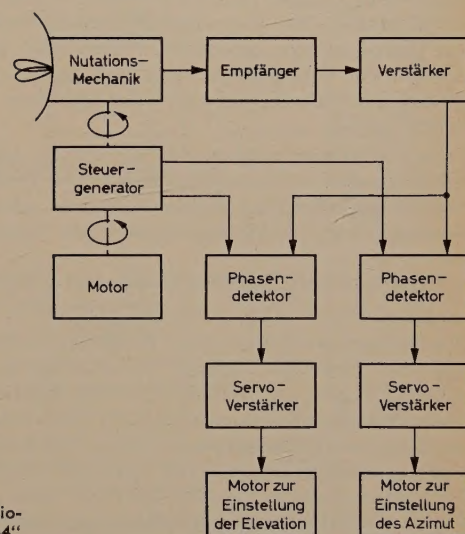


Bild 2. Versuchsausführung eines Radiosextanten für 8,7 mm Wellenlänge

¹⁾ Nach einem Vortrag vor dem Elektrotechnischen Verein in Berlin am 25. Mai 1961

²⁾ Von der Trägheitsnavigation sei abgesehen, da hierzu der Ausgangsort bekannt sein muß.

³⁾ Ein neuer Radiosextant von Collins hat eine schnell drehende, etwas deformierte Antenne, die die Nutation der Hauptkeule bewirkt. Außerdem ist er durch ein Radome geschützt.

eintrachtigungen irgendwelcher Außeneinflüsse ausgesetzt ist. Dafür liegen die Durchmesser der Antennenspiegel je nach Geräteausführung zwischen 60 cm und 130 cm. Ein zweiter Radiosextant wurde für eine Wellenlänge von 8,7 mm entwickelt (Bild 2). Das Ziel dieser Arbeiten ist ein Gerät mit möglichst kleinem Spiegel (etwa 30 cm \varnothing), wobei man insbesondere an die Verwendung in Flugzeugen denkt.

Wie umfangreiche Erprobungen seit 1958 ergeben haben, läßt sich bei dieser Methode nicht nur die Sonne, sondern auch der Mond als Bezugsgestirn verwenden, obwohl seine Strahlung wesentlich schwächer ist als die der Sonne.

Die Auswertung der Anzeige des Radiosextanten geschieht in einem Rechengerät, das als Ergebnis den wahren Standort des Fahrzeugs und die Nordrichtung angibt. Voraussetzung hierfür ist ein künstlicher Horizont in Form einer stabilisierten Horizontalebene.

Mit dem Radiosextanten existiert demnach ein Instrument, das unabhängig vom Wetter eine Standortbestimmung ermöglicht. Leider stehen aber die beiden Gestirne Sonne und Mond nicht ständig und überall zur Verfügung. Der nächste Schritt führte daher zu Überlegungen, ob nicht künstliche Erdsatelliten als Navigationsmittel geeignet seien. Bisher wurden hierfür im wesentlichen zwei Verfahren diskutiert.

3. Navigation nach Satelliten in erdfernen Bahnen

Bei dem Verfahren mit Satelliten auf einer Bahn, die etwa 10 000 bis 20 000 km von der Erdoberfläche entfernt ist, denkt man an etwa 3 oder 4 Satelliten [4]. Diese sollen zusammen mit Sonne und Mond eine Navigation ähnlich der astronomischen ermöglichen, nur jetzt unter Verwendung des Radiosextanten. Die Satelliten enthalten einen aus Sonnenbatterien gespeisten Mikrowellensender, der auf einer für den Radiosextanten geeigneten Wellenlänge, zum Beispiel 1,9 cm, arbeitet. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt in der großen Stabilität der Satellitenbahnen, die sich selbst im Laufe von Monaten kaum ändern werden.

Kostenrechnungen zeigten, daß ein solches System wahrscheinlich billiger als eines mit festen Stationen auf der Erde und gleichwertigem Bedeckungsgrad werden würde. Jedoch ist man über entsprechende Planungen und Überlegungen bisher nicht hinausgekommen.

4. Navigation nach Satelliten in erdnahen Bahnen

4.1 Grundlagen des Transit-Verfahrens

Das Navigationsverfahren mit Satelliten in Erdnähe dagegen, das unter dem Kennwort „Transit“ bekannt wurde, ist seit 1959 in Erprobung. Es geht auf Arbeiten der Johns-Hopkins-Universität, Silver Spring (Maryland), USA, zurück [5, 6] und beruht auf der Umkehrung der Methode zur Bestimmung der Bahn von Satelliten. Üblicherweise werden Satellitenbahnen nach optischen Beobachtungen mit der Nunn-Baker-Kamera [7] oder elektrisch nach dem Minitrack- [8], Microlock- [9] oder dem Doploc-Verfahren [10] vermessen. Auf Grund dieser Messungen und des bekannten Stationsstandorts können alle sechs Bahnparameter für den betreffenden Satelliten angegeben werden. Beim Transit-Verfahren dagegen ist die Bahn des Satelliten exakt bekannt; durch eine Frequenzmessung des vom Satelliten abgestrahlten Signals am Empfangsort in Abhängigkeit von der Zeit (Dopplereffekt) wird die Position des Beobachters auf der Erde relativ zum Standort des Satelliten bestimmt.

Es soll an dieser Stelle nicht näher auf den Dopplereffekt eingegangen werden. Er tritt immer dann auf, wenn sich ein Sender und ein Empfänger relativ zueinander bewegen [11]. Für Erdsatelliten, die sich mit einer Geschwindigkeit von etwa 8 km/s bewegen, können sich maximal folgende Dopplerfrequenzen (= Abweichungen von der Sendefrequenz) ergeben:

Sendefrequenz	Dopplerfrequenz (max.)
50 MHz	$\pm 1\,250$ Hz
100 MHz	$\pm 2\,500$ Hz
200 MHz	$\pm 5\,000$ Hz
500 MHz	$\pm 12\,500$ Hz

Trägt man die gemessene Dopplerfrequenz über der Zeit auf, so erhält man einen S-förmigen Verlauf. Aus der Neigung der Tangente im Wendepunkt der S-Kurve lassen sich in bekannter Weise die

kleinste Entfernung zum Satelliten sowie die zugehörige Zeit ermitteln. Der Trick beim Transit-Verfahren ist nun, die ganze Dopplerkurve auszuwerten, wodurch die Genauigkeit wesentlich gesteigert werden kann.

Bild 3 zeigt das Transit-Verfahren in schematischer Darstellung [12]. Ein Satellit auf einer annähernd kreisförmigen Bahn in etwa 500 bis 800 km Entfernung von der Erde strahlt ein Signal im Bereich zwischen 50 und 400 MHz ab. Der Navigator auf einem Schiff empfängt diese Frequenz und mißt sie in Abhängigkeit von der Zeit. Der so erhaltene Zusammenhang zwischen Frequenz und Zeit wird in einem Rechengerät verarbeitet und liefert den Standort des Schiffes.

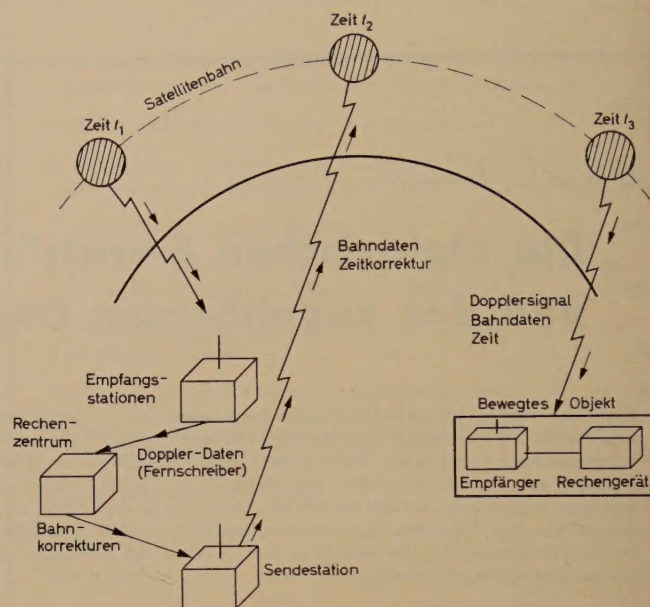


Bild 3. Schematische Darstellung des Navigationsverfahrens Transit

Da die Genauigkeit des Transit-Verfahrens auf der stabilen und genau bekannten Bahn des Satelliten beruht, müssen Vorkehrungen getroffen werden, diese Bahn zu kontrollieren und den Benutzern die gerade gültigen Bahndaten mitzuteilen.

Bis heute liegen keine Aussagen darüber vor, inwieweit man eine erdnahe Satellitenbahn wirklich exakt vorausberechnen kann. Die Keplerschen Gesetze gelten nur für den Idealfall, daß man sich die Gesamtmasse der Erde im Erdmittelpunkt vereinigt denkt. Die Erde ist aber keine Kugel homogener Dichte, sie ist nicht einmal ein rotationssymmetrisches Ellipsoid. Außer diesen das Schwerfeld der Erde beeinflussenden Größen wirken sich auf die Satellitenbahnen die Reste der Atmosphäre aus. Man darf in Höhen von 500 km nicht einfach Vakuum-Bedingungen annehmen, sondern muß mit Dichteschwankungen rechnen.

Zur Durchführung der Bahnvermessung für das Transit-Programm sind zur Zeit zwölf Empfangsstationen vorgesehen, die den Dopplereffekt beim Durchgang jedes Transit-Satelliten messen und das Meßergebnis durch Fernschreiber an ein Rechenzentrum liefern. Dort werden daraus die Bahndaten des Satelliten ermittelt. Das Transit-Verfahren sieht nun vor, zweimal am Tage, das heißt alle zwölf Stunden, einem Speicher im Satelliten die neuen gültigen Bahnparameter in digitaler Form zu übermitteln und sie von dort beispielsweise alle zwei Minuten auszusenden. Alle Benutzer des Transit-Systems erhalten demnach Unterlagen über die Satellitenbahn direkt vom Satelliten.

Da für die Navigation die Zeit von gleicher Bedeutung ist wie die Frequenz, soll der mit hoher Frequenzkonstanz arbeitende Steuerender des Transit-Satelliten als Zeitnormal benutzt werden. Der Navigator bekommt dann die genaue Uhrzeit ebenfalls vom Satelliten übermittelt. Auch eine eventuelle Korrektur dieses Zeitsignals kann von der Sendestelle vorgenommen werden.

Das Transit-System in der eben beschriebenen Form soll im Laufe des Jahres 1962 einsatzfähig sein. Jedermann auf der Erde könnte dann danach navigieren. Wenn auch der Anlaß für diese Entwicklung

eine militärische Aufgabenstellung war, so machen die USA doch aus diesem Navigationssystem kein militärisches Geheimnis. Rechnungen ergaben, daß vier Satelliten ausreichen, um überall auf der Erde Standortbestimmungen etwa alle 90 Minuten zu ermöglichen. Dabei ist vorausgesetzt, daß zwei Satelliten mit einer Inklination von etwa 60°, zwei andere mit einer Inklination von etwa 20° die Erde umkreisen. Bisher wurden insgesamt sechs Satellitenstarts im Rahmen des Transit-Programms vorgenommen, von denen vier glückten.

Diese Versuchssatelliten senden zunächst auf vier Frequenzen gleichzeitig. Der Grund hierfür ist das Studium der Einflüsse der Ionosphäre auf die Genauigkeit der Transit-Navigation. Da die Satelliten oberhalb der Ionosphäre fliegen, müssen die Funkstrahlen auf dem Weg zum Beobachter dieses Medium mit anderen Übertragungseigenschaften passieren. Dieser Einfluß der Ionosphäre ruft Frequenz- und damit Navigationsfehler hervor, für die die Faustregel gilt, daß ein Fehler von 1 Hz bei der Frequenzmessung einen Fehler im Standort von etwa 1...2 km bedingt. Eine theoretische Betrachtung zeigt, daß bei den verschiedenen Sendefrequenzen folgende Fehler wegen des Ionosphäreinflusses auftreten können:

Sendefrequenz	Ionosphärenfehler*)
50 MHz	10 Hz
100 MHz	5 Hz
200 MHz	2,5 Hz
500 MHz	1 Hz

*) Maximalwerte für eine vorgegebene, plausible Dopplerkurve

Diese Fehler lassen sich rechnerisch eliminieren, wenn mindestens zwei Frequenzen empfangen werden. Für Versuche werden jetzt noch vier Frequenzen ausgesendet; in der endgültigen Form des Verfahrens wird man sich aber auf zwei Frequenzen beschränken.

Die mit steigender Sendefrequenz abnehmenden Ionosphärenfehler zeigen jedoch, daß ein solches Navigationsverfahren nach Möglichkeit mit Frequenzen über 1000 MHz arbeiten sollte, weil dann diese Fehler keinen merklichen Beitrag mehr liefern. Sollte die Halbleiterindustrie in Zukunft leistungsfähige Bauelemente liefern können, die es gestatten, so hohe Frequenzen mit einer entsprechenden Nutzleistung abzustrahlen, könnte man auf die zweite Frequenz verzichten und mit einer einzigen die gleiche Genauigkeit erreichen.

4.2 Technische Einrichtungen der Transit-Satelliten

Der Transit-Satellit 1 B enthält zwei hochkonstante Quarzoszillatoren, von denen vier Sendefrequenzen abgeleitet werden (Bild 4). Diese Frequenzen sind bisher Vielfache von 54 MHz, also 54, 162, 216 und 324 MHz. Von ausschlaggebender Bedeutung ist die Konstanz dieser Oszillatoren, denn jede Frequenzänderung während der für die Dopplermessung erforderlichen Empfangszeit von maximal 15 Minuten würde eine falsche Standortangabe bedingen. Beim Transit 3 B wurde eine Konstanz von $5 \cdot 10^{-10}$ für 1 Stunde erreicht. Die beiden Quarze befinden sich dabei in zwei Dewar-Gefäßen, die mit Nylonfäden innerhalb des Satelliten aufgehängt sind. Ein sorgfältig ausgewählter Wärmeschutz der Satellitenhülle hält die Temperatur im Innern auf +9°C mit einer Änderung von weniger als 1°C/Tag.

Die Oszillatorfrequenzen werden entsprechend vervielfacht, verstärkt und über eine gemeinsame Antenne abgestrahlt, wobei eine Antennenweiche für die Entkopplung sorgt. Die Stromversorgung erfolgt aus Silber-Zink- und Nickel-Cadmium-Batterien, wobei letztere von Solarzellen gepuffert werden. Dieser Teil der Stromversorgung kann vom Boden ein- und ausgeschaltet werden. Die Silber-Zink-Batterien verbrauchen sich nach einigen Wochen, so daß die Frequenzen 54 und 324 MHz dann ausfallen. Auf dem Blockbild erkennt man ferner Vorrichtungen für die Übertragung von Meßwerten, wie Verhalten der Solarzellen, Temperaturmessungen usw. Diese Einrichtung fällt später, wenn genügend Erfahrungen mit den Versuchssatelliten ge-

sammelt worden sind, weg. An Stelle dieser Geräte werden dann der Speicher für die Bahndaten und ein Frequenzteiler für die Ableitung der Zeitzeichen vorhanden sein. Der angegebene Ultrarot-Meßteil mißt mit einer Bleisulfid-Zelle die UR-Strahlung und kann unterscheiden, ob sie vom Himmel oder von der Erde herrührt. Dadurch kann man die Eigendrehung des Satelliten messen. Der elektronische Teil ist voll transistorisiert. Die Ausgangsleistung auf jeder Frequenz beträgt etwa 100 mW bei annähernd 1,9 W Eingangsleistung für ein Frequenzpaar. Das Gewicht des Satelliten liegt bei etwa 100 kg, sein Durchmesser ist etwa 1 m.

Beim Transit 2 A wurden Verbesserungen vorgenommen, indem man nur noch Nickel-Cadmium-Batterien benutzte, die aus Solarzellen gepuffert werden. Damit war ein Dauerbetrieb auf allen vier Frequenzen möglich. Meßwerte wurden auf einer fünften Frequenz zur Erde gemeldet. Außerdem war ein kleiner Empfänger vorhanden, der auf der Frequenz 3,8 MHz das kosmische Rauschen messen sollte.

Der Satellit Transit 3 B enthielt ebenfalls zwei Quarzoszillatoren, jedoch war nur einer von ihnen in Betrieb und steuerte alle Frequenzen, so daß Kohärenz der vier Signale vorlag. Durch ein Kommando

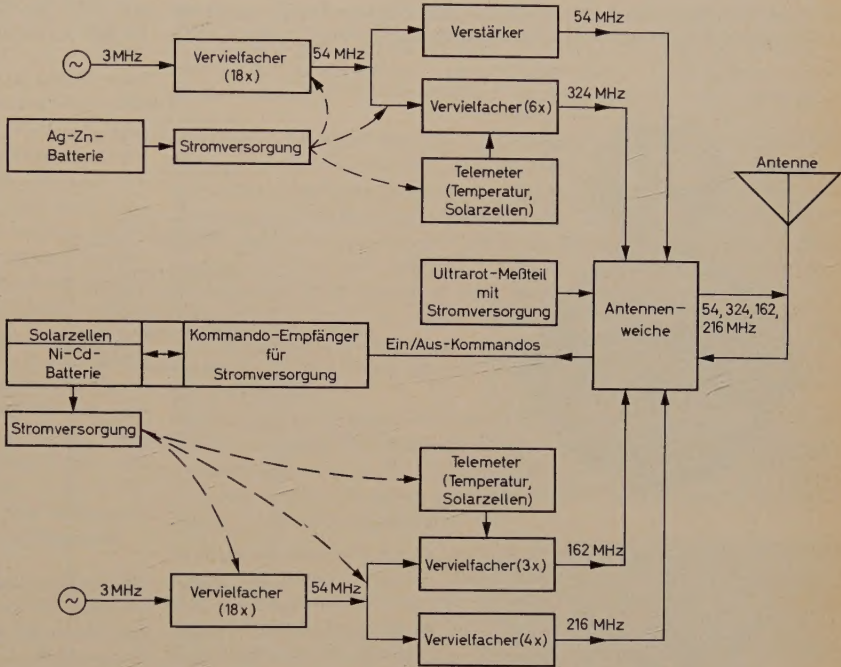


Bild 4. Blockbild des Satelliten Transit 1 B

vom Boden konnte der stabilste dieser beiden Oszillatoren ausgewählt werden. Dieser Satellit enthielt ferner zum erstenmal ein Speichersystem, um die vorgesehene Bahndatenspeicherung ausprobieren zu können. Darüber hinaus wurde ein Antwortsender eingebaut, der für das sogenannte „Secor“-System (Sequential Collation of Range) bestimmt ist. Es hat primär nichts mit der Transit-Navigation zu tun und dient dazu, mit Hilfe des Antwortsenders eine sehr genaue Laufzeit- und Phasenmessung von einer bekannten Bodenstelle zum Satelliten und zurück vornehmen zu können. Auf diese Weise möchte man Satelliten für die Vermessung der Erdoberfläche heranziehen, deren Genauigkeit höher ist als die der Doppler-Auswertung. Man will zunächst einen entsprechenden Versuch mit dem Secor-System für die Vermessung der Karibischen See und deren Inseln vornehmen. Man erwartet, daß man Entfernungen bis zu 3000 km mit einem Meßfehler von weniger als 30 m messen kann.

Bei der Konstruktion aller Transit-Satelliten wurden nur organische Kunststoffe verwendet. Ein wesentlicher Gesichtspunkt der Entwicklung war die Zuverlässigkeit aller Bauelemente und Schaltungen. Grundsätzlich wurde das die Zuverlässigkeit erhöhende Prinzip der Parallelschaltung von Teilen, Baugruppen, ja sogar von Leitungen angewendet. Außerdem wurden vor dem Start besonders gründliche Prüfungen vorgenommen [19]. Man hofft, die Funktionsdauer neuer Transit-Satelliten allmählich von 6 Monaten auf 3 bis 5 Jahre erhöhen zu können.

Beim Start wird dem Satelliten eine Eigenrotation um seine Achse erteilt, die zum Beispiel beim Transit 1 B 168 U/min betrug. Dieser Drall würde unerwünschte Modulationen der Satellitensignale bedingen, so daß er verringert werden muß. Dies geschieht mit Hilfe zweier Gewichte, die an langen, aufgerollten Kabeln befestigt sind. Beim Lösen dieser Gewichte, etwa nach einer Woche, winden sich die Kabel ab. Das Trägheitsmoment des Satelliten wird dadurch im wesentlichen in die Gewichte verlegt. Sind die Kabel ganz abgelaufen, lösen sie sich vom Satelliten, und die Gewichte fliegen allein im Raum weiter (Yo-Yo-Technik). Ferner wird die Rotation des Satelliten dadurch reduziert, daß das Erdmagnetfeld auf mehrere hochpermeable ferromagnetische Stäbe einwirkt, die mit einer Kurzschlußwicklung versehen sind. Nach diesen beiden Methoden konnte beim Satelliten Transit 1 B schließlich die Rotation auf etwa 0,2 U/min verringert werden. Diese Restumdrehung ist erwünscht, um die Sonnenbatterien gleichmäßig auszuleuchten.

Bild 5a zeigt den Satelliten Transit 2 A mit dem aufmontierten Zwillingsatelliten „Greb“ vor dem Start. Beide Satelliten werden nach dem Start voneinander getrennt und durchlaufen dann annähernd die gleiche Bahn. Auf dem unteren Transit-Satelliten ist die spiralförmig aufgebrachte Antenne [13] gut zu erkennen. Es handelt sich um eine Schlitzantenne, die auf die HF-durchlässige Hülle des Satelliten in geeigneter Weise in Form eines Metallüberzuges aufgebracht

messungen durch. Einmal mißt er die Lyman-Alpha-Spektrallinie bei 1216 Å, die von großem Interesse für die Wissenschaft ist. Da diese Strahlung sehr energiereich ist, möchte man untersuchen, ob sie für Raumfahrer gefährlich werden kann; ebenfalls interessiert man sich für ihren Einfluß auf die Ausbildung der Ionosphäre. Ferner mißt dieser Satellit Röntgenstrahlung einer Wellenlänge unterhalb 8 Å. Alle Meßwerte, insgesamt 10 Kanäle, werden über einen Sender mit 108 MHz Trägerfrequenz abgestrahlt.

Der Zwillingsatellit „Lofti“ (Bild 5b), der sich leider nicht vom Transit 3 B löste, hat die amerikanische Längswellen-Station NBA (Panama-Kanalzone) auf 18 kHz empfangen (Rahmenantenne). Trotz der kurzen Lebensdauer haben die Meßergebnisse des Lofti einige Vorstellungen über die Ausbreitung der Längswellen vertieft. Es hat sich zum Beispiel herausgestellt, daß die Ionosphäre einen bestimmten Anteil dieser sehr niedrigen Frequenzen durchläßt. Man überlegt zur Zeit, ob für Nachrichtenverbindungen mit Körpern jenseits der Ionosphäre auch Längswellen herangezogen werden sollen.

4.3 Beschreibung einer Transit-Empfangsstation

An Hand des Blockbildes (Bild 6) sollen nun der Aufbau und die Wirkungsweise einer Empfangsstation für das Transit-Verfahren geschildert werden. Die Satellitenfrequenz $f_1 + \Delta f^{(1)}$ wird im linken Kanal verarbeitet. Als Antennen dienen einfache, fest installierte

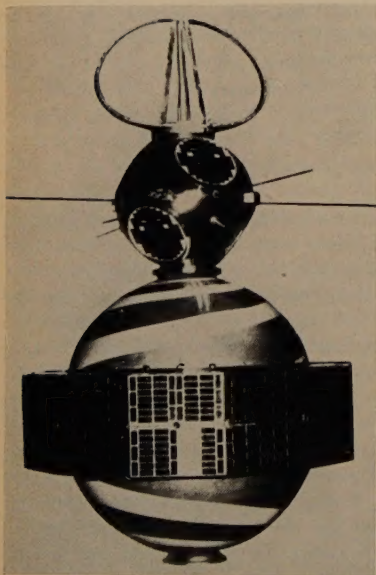
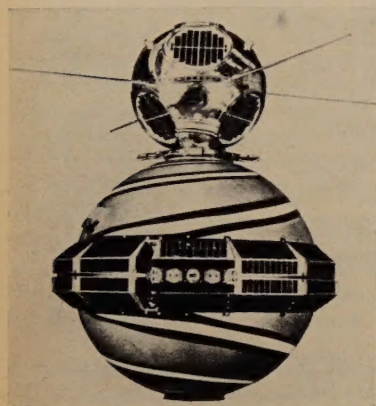


Bild 5a (oben). Satellit Transit 2 A mit Zwillingsatellit „Greb“

Bild 5b (links). Satellit Transit 3 B mit Zwillingsatellit „Lofti“

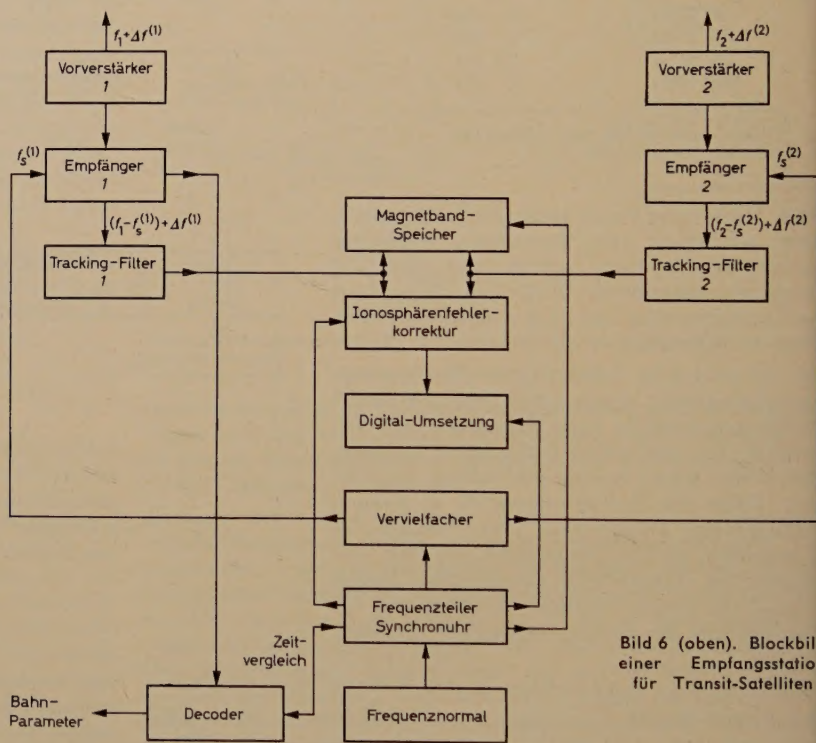


Bild 6 (oben). Blockbild einer Empfangsstation für Transit-Satelliten

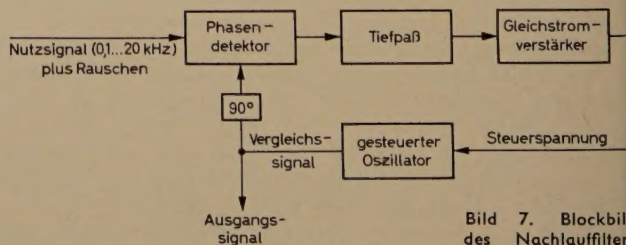


Bild 7. Blockbild des Nachlauffilters

wurde. Die Entwicklung dieser Antenne wurde mit dem Ziel einer möglichst gleichmäßigen Abstrahlung durchgeführt. Die Antenne wird am Nord- und Südpol des Satelliten gespeist. Am Äquator des Satelliten erkennt man den Gürtel mit den Sonnenbatterien.

Der kleinere Zwillingsatellit wiegt etwa 20 kg und hat etwa 50 cm Durchmesser. Die Sendeantennen sind gut zu erkennen. Die fensterähnlichen Gebilde sind sechs Sonnenbatterien mit 930 einzelnen Zellen. Dieser kleine Satellit führt zwei verschiedene Strahlungs-

Rundempfangsantennen. Über einen Vorverstärker, der ein möglichst gutes Signal/Rausch-Verhältnis gewährleisten soll⁴⁾, gelangt das Signal $f_1 + \Delta f^{(1)}$ an den eigentlichen Empfänger 1. Hier wird es mit einem aus dem Frequenznormal abgeleiteten Signal $f_s^{(1)}$, das nahezu die gleiche Frequenz hat, gemischt, um das Satellitensignal in den

⁴⁾ Mit 2 Scheibentrioden GL-6299 (General Electric) werden in Cascade-Schaltung folgende Rauschzahlen erreicht: 1,3 dB bei 108 MHz, 1,6 dB bei 162 MHz und 1,8 dB bei 216 MHz.

Bereich 100 Hz...20 kHz zu transponieren. Da das Satellitensignal $f_1 + \Delta f^{(1)}$ und das Referenzsignal $f_s^{(1)}$ den Empfänger gemeinsam durchlaufen, ist eine eventuelle Drift des Mischoszillators im Superhetempfänger ohne Einfluß.

Vom Ausgang des Empfängers gelangt das jetzt niederfrequente Satellitensignal an ein Filter, das eine radikale Bänderneigung vornimmt, um das Rauschen weitgehend zu unterdrücken [14]. Man erhält ein Signal/Rausch-Verhältnis, das sich zahlenmäßig aus einstellbaren Bandbreiten von 1...50 Hz herleiten läßt. Jedoch lassen sich diese kleinen Bandbreiten nicht mit üblichen Bauelementen, wie Spulen und Kondensatoren, erreichen. Die Funktion des „Tracking“- oder Nachlauffilters beruht auf einem anderen Prinzip zur Unterdrückung von Störsignalen, auf das jetzt eingegangen sei.

Das Satelliten-Nutzsignal braucht für den Dopplereffekt nur hinsichtlich seiner Frequenz ausgewertet zu werden. Jede Information, die als Amplitudenmodulation existiert, ist ohne Bedeutung. Man kann also einen getrennten Oszillator aufbauen und ihn in seiner Frequenz und in seiner Phase über einen Phasendetektor⁵⁾ an das Eingangssignal „anbinden“ (Bild 7). Am Ausgang des Phasendetektors erhält man eine Spannung, die proportional der Phasendifferenz zwischen dem Nutzsignal und dem Vergleichssignal ist. Wenn die empfangene Signalspannung mit dem Vergleichssignal streng in Phase ist, dann ist die Ausgangsspannung am Phasendetektor Null. Bei jeder Abweichung von diesem Zustand erhält man eine Ausgangsspannung, deren Betrag und Vorzeichen von der relativen Phasenabweichung der beiden Signale abhängen. Die Ausgangsspannung des Phasendetektors wird, bevor sie zum Nachsteuern des Oszillators für das Vergleichssignal benutzt wird, einem Tiefpaßfilter zugeführt, das im wesentlichen integrierenden Charakter hat. Dadurch werden die am Ausgang des Phasendetektors auftretenden Phasenschwankungen, die vom Rauschanteil im Nutzsignal herrühren, geglättet und Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz des Filters ganz abgeschnitten; andererseits wirkt das Tiefpaßfilter infolge seiner Zeitkonstante als Gedächtnis für die Steuerspannung, so daß bei auftretendem Fading des Nutzsignals die Nachsteuerung des Oszillators nicht sofort unterbrochen, sondern noch eine gewisse Zeit aufrechterhalten wird. Am Ausgang des Tracking-Filters erhält man also nicht das gefilterte transponierte Satellitensignal, sondern das weitgehend rauscharme Signal des internen gesteuerten Oszillators, das nach Phase und Frequenz genau dem Satellitensignal entspricht. Dieses Signal hat konstante Amplitude, so daß Fading-Erscheinungen des empfangenen Satellitensignals hier nicht mehr feststellbar sind.

Die Bandbreitenwahl (1...50 Hz) erfolgt durch Verändern der Zeitkonstante des Tiefpaßfilters. Bei großer Zeitkonstante erhält man die kleinste Bandbreite. Allerdings wird dadurch auch die Dynamik des Gerätes beeinflusst. Während das Tracking-Filter⁶⁾ bei einer wirksamen Bandbreite von 50 Hz noch Frequenzänderungen von 2100 Hz/s zu folgen vermag, sinkt diese Fähigkeit auf 0,82 Hz/s bei einer Bandbreite von 1 Hz. In der Praxis muß man demnach einen Kompromiß schließen und sich der Dynamik des zu empfangenden Satellitensignals anpassen. Die empfangsverbessernde Wirkung des Nachlauffilters geht deutlich aus zwei Oszillogrammen (Bilder 8 und 9) für zwei verschiedene Signal/Rausch-Verhältnisse hervor.

Auf der rechten Seite im Bild 6 ist der zweite Empfangskanal für die Satellitenfrequenz $f_2 + \Delta f^{(2)}$ dargestellt. Er entspricht bis zum Nachlauffilter dem Kanal 1. Jetzt werden beide Signale zusammengeführt und in einer Art Analogrechner-Technik automatisch so behandelt, daß das Ergebnis den sogenannten „Vakuum-Doppler“ darstellt, das heißt frei ist von Ionosphärenfehlern [6]. Als Speicher dient ein mehrspuriges Magnetbandgerät. Das Vakuum-Dopplersignal wird nun in bekannter Weise elektronisch gezählt und das Ergebnis zusammen mit der Uhrzeit dieser Messung auf einen Streifen digital gedruckt oder als Lochstreifen verarbeitet (Digital-Umsetzung) [15]. Es ist üblich, alle zwei Sekunden eine Messung vorzunehmen.

⁵⁾ Man spricht von Produkt-Detektor, Synchronous-Detektor [17], Korrelations-Detektor [18]. Voraussetzung ist eine „a priori“-Kenntnis über das Nutzsignal. Die Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses, verglichen mit der sonst üblichen quadratischen Gleichrichtung, wird dann besonders groß, wenn ein Verhältnis < 1 vorliegt [9].

Statt im NF-Teil lassen sich diese Empfangsverfahren mit Vorteil im HF-Teil anwenden [6, 17].

⁶⁾ Modell IV der Interstate Electronic Corp., Anaheim, Calif.

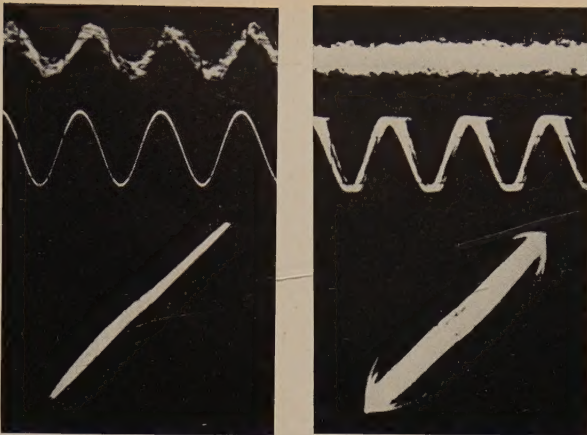


Bild 8 (links). Wirkung des Nachlauffilters bei einem Signal/Rausch-Verhältnis von 0 dB und einer eingestellten Bandbreite von 1 Hz (nach V. W. Richard). Oben: Filter-Eingang ($S/R = 0 \text{ dB} \triangleq 1:1$, Empfänger-Eingang: $8 \cdot 10^{-17} \text{ W} \triangleq 0,063 \mu\text{V}$ an 50Ω), darunter: Filter-Ausgang ($S/R = 40 \text{ dB}$, effektive Phasenschwankung $0,6^\circ$), unten: Lissajous-Figur zwischen Eingangs- und Ausgangssignal

Bild 9 (rechts). Wirkung des Nachlauffilters bei einem Signal/Rausch-Verhältnis von 36 dB und einer eingestellten Bandbreite von 1 Hz (nach V. W. Richard). Oben: Filter-Eingang ($S/R = 36 \text{ dB} \triangleq 4000:1$, Empfänger-Eingang: $2 \cdot 10^{-20} \text{ W} \triangleq 0,001 \mu\text{V}$ an 50Ω), darunter: Filter-Ausgang ($S/R = 4 \text{ dB}$, effektive Phasenschwankung 36°), unten: Lissajous-Figur zwischen Eingangs- und Ausgangssignal

Im Transit-Navigationssystem gibt man die Zeit in Sekunden GMT, beginnend ab Mitternacht, an. Sie wird einer vom Frequenznormal gespeisten Quarzuhr entnommen. Die Langzeitkonstanz dieses Frequenznormals kann durch Empfang von Normalfrequenz-Sendungen geeigneter Stationen überprüft werden. Im Blockschaltbild ist jedoch bereits der Decoder vorhanden, der die Zeitsignale, die direkt vom Transit-Satelliten kommen, zum Zeit- und Frequenzvergleich benutzt. Dieser Decoder trennt ferner die als Phasenmodulation auf einer der Satellitenfrequenzen vorhandenen Bahndaten ab und stellt sie in geeigneter Form für die Standortberechnung dem Navigator zur Verfügung.

Die Frequenzkonstanz des Normals der Empfangsstation braucht nur für die maximal 15 Minuten Empfangszeit eines Transit-Satelliten gewährleistet zu sein. Die Hauptempfangsstation der Johns-Hopkins-Universität gibt für ihren quartzgesteuerten Oszillator eine Stabilität von $6 \cdot 10^{-10}$ über 48 Stunden an.

Im Battelle-Institut, Frankfurt a. M., wurde eine Empfangsstation für dieses Verfahren errichtet. Zwei Bilder sollen einen Eindruck von dieser Anlage vermitteln. Bild 10 zeigt die Dipole für die vier möglichen Transit-Frequenzen auf dem Dach des Instituts. Da die Vertikaldipole Rundempfang-Charakteristik haben, kann die Nachführung der Antennen entfallen. Bild 11 zeigt die ganze Station bis auf die Vorverstärker, die beiden Empfänger und das Magnetbandgerät. Das linke Gestell enthält die Zähler für die Auswertung sowie

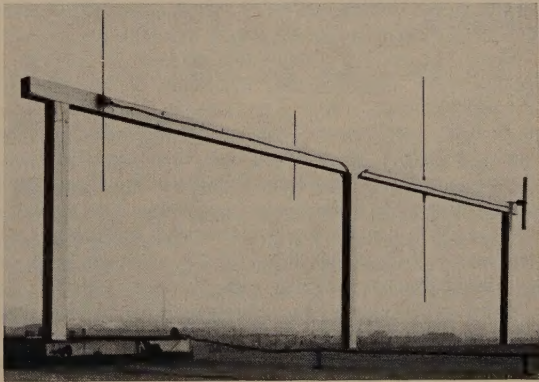


Bild 10. Vertikale $\lambda/2$ -Dipole für 108, 162, 54 und 216 MHz (von links nach rechts)

den Drucker. In der Mitte sieht man das Nachlauffilter mit Netzteil. Das zweite Gestell enthält das zweite Nachlauffilter sowie die Quarzuhr mit dem zugehörigen Oszillografen für die Kontrolle der Langzeitkonstanz. Ganz oben befindet sich der elektronische Zähler für die Anzeige der Uhrzeit in Sekunden, links daneben ein gleicher Zähler für die Uhrzeit beim Ausgeben der auf Magnetband gespeicherten

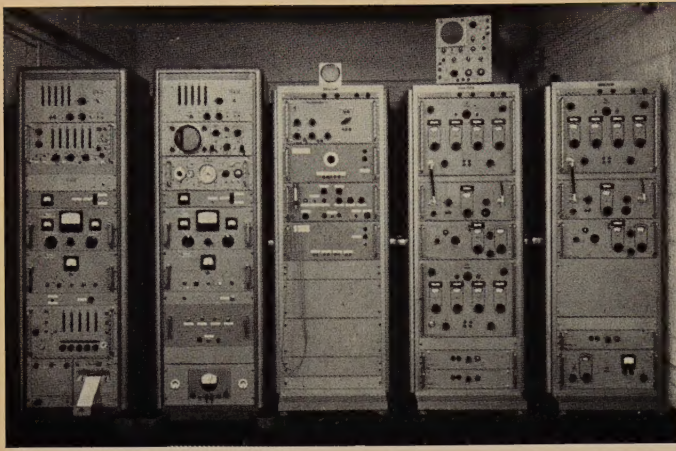


Bild 11. Teilansicht der Transit-Empfangsstation im Battelle-Institut, Frankfurt a.M.

Dopplersignale. Im mittleren kleineren Gestell sind der Empfänger für den Empfang der Zeitzeichen sowie einige selbstgebaute Geräte, wie Frequenzteiler, Uhrenrücksteller, Verstärker und Ionosphärenfehler-Korrektur, untergebracht. Die beiden rechten Gestelle enthalten das 100-kHz-Frequenznormal sowie zwei Frequenzdekaden für die Erzeugung der beiden Referenzfrequenzen $f_s^{(1)}$ und $f_s^{(2)}$. Eine dritte Dekade dient zur Gewinnung von Lissajous-Figuren für die Überwachung der Kurzzeitkonstanz des Frequenznormals.

Die Genauigkeit der Dopplerfrequenzmessung mit der eben beschriebenen Instrumentierung beträgt für Empfangsfrequenzen zwischen 50 und 400 MHz etwa 0,1 Hertz.

Die teuersten Geräte einer solchen Empfangsanlage sind das Frequenznormal und die beiden Nachlaufilter. Der Preis eines Nachlaufilters beträgt etwa 29000 DM. Bei der Beurteilung des Aufwandes ist natürlich zu berücksichtigen, daß die hier gezeigte Station weitgehend mit handelsüblichen Geräten erstellt wurde, für jede Frequenz zwischen 50 und 400 MHz geeignet ist und zahlreiche Messungen und Untersuchungen gestattet. An einer speziell für Schiffe entwickelten Anlage würde jedoch alles auf die Verwendung von Geräten mit festen Einstellungen ohne große Variationsmöglichkeiten zugeschnitten sein und damit eine erhebliche Vereinfachung und Volumenverkleinerung mit sich bringen. Noch kritischer werden in dieser Hinsicht die Bedingungen für die Verwendung der Transit-Navigation in Flugzeugen.

Eine von den ITT-Federal Laboratories (USA) speziell für Schiffe entwickelte Empfangsstation für zwei Transit-Frequenzen (Modell „1003“) besteht aus einem Gestell von etwa 1,50 m Höhe und etwa 0,50 m Breite, wiegt 90 kg und hat eine Leistungsaufnahme von 274 VA. Diese Station ist voll transistorisiert. Diese Angaben verstehen sich ohne Decoder und ohne Rechenmaschine. Als Empfindlichkeit wird -150 dBm, entsprechend 10^{-18} W oder $0,007$ μ V an 50 Ω , angegeben.

4.4 Bestimmung des Stationsstandortes aus der Dopplereffekt-Messung

Nach Besprechung des Transit-Verfahrens und der dazu notwendigen Geräte bleibt noch die Frage offen, wie man aus der gemessenen Dopplerkurve beim Vorbeiflug eines Satelliten den Standort des Beobachters bestimmt. Als Ergebnis hat man einen Druckstreifen oder Lochstreifen mit den Angaben von Zeit und digitalisierter Vakuum-Dopplerfrequenz erhalten. Man kann nun für einen gegebenen Ort auf der Erde, der beispielsweise aus der Koppelnavigation bekannt und mit λ und φ als geografische Länge und Breite gekennzeichnet ist, den theoretischen Verlauf der Dopplerfrequenz Δf in Abhängigkeit von der Zeit ausrechnen. Vergleicht man diese rein theoretische Kurve mit der beim Satellitenvorbeiflug erhaltenen gemessenen Kurve, so läßt sich nach der Gaußschen Methode der kleinsten Quadrate die Bestimmung von λ und φ mathematisch durchführen⁷⁾. Nach dieser Methode nimmt man n Werte Δf der gemessenen Dopplerkurve, die zu den Zeitpunkten t_i ($i = 1, 2, 3, \dots, n$) gehören, und bildet die Summe der Abweichungsquadrate $[\Delta f_i - \Delta f_{\text{theor}}(\varphi; \lambda; t_i)]^2$.

⁷⁾ In der Praxis müssen jedoch noch weitere Größen als nur φ , λ und t berücksichtigt werden.

Es ist

$$G(\varphi; \lambda) = \sum_{i=1}^{i=n} [\Delta f_i - \Delta f_{\text{theor}}(\varphi; \lambda; t_i)]^2$$

Nach der Gaußschen Methode liefert das Minimum dieser Funktion die beste Anpassung der theoretischen Dopplerkurve an die Meßkurve. Die Durchführung dieser Rechnung erfolgt zweckmäßigerweise mit einer elektronischen Rechenmaschine, wobei die Genauigkeit der Standortbestimmung beim heutigen Entwicklungsstand bis auf etwa 1000 m getrieben werden kann. Bei Verwendung eines von Hand bedienten Rechengerätes liegen bei vertretbarem Zeitaufwand für die Rechenarbeit die erreichten Genauigkeiten natürlich nicht so hoch, das heißt, die Genauigkeit der Standortbestimmung beim Transit-Verfahren hängt wesentlich vom Aufwand ab. Es ist klar, daß die Eigengeschwindigkeit des Fahrzeugs bei diesen Rechnungen berücksichtigt werden muß.

Die eben beschriebene Auswertmethode wurde von der Johns-Hopkins-Universität vorgeschlagen. An verschiedenen Stellen wird daran gearbeitet, das Verfahren zu vereinfachen.

Neben der hohen Genauigkeit des Transit-Verfahrens eignet es sich auch zur Lösung von Navigationsproblemen und zu Aussagen über die Gestalt der Erde, über ihr Schwerfeld und über die Feinstruktur der Ionosphäre.

Abzuwarten bleibt, wie sich dieses doch sehr aufwendige Navigationsverfahren für zivile Zwecke in der Schifffahrt und Luftfahrt einführen läßt, wobei eine ganz erhebliche Vereinfachung der Empfangsanlage — eventuell auf Kosten der Genauigkeit — selbstverständlich notwendig ist. Die Mentalität eines Kapitäns und das wirtschaftliche Denken eines Reeders wird man nicht außer acht lassen dürfen. Sicher ist jedenfalls, daß das Transit-Verfahren ohne die zunächst rein militärische Forderung nach einem unabhängigen Navigationsverfahren heute nicht in diesem fortgeschrittenen Stadium existieren würde [16]. Andererseits zeigt dieses Beispiel, wie schnell man seit dem Start des ersten Erdsatelliten, Sputnik I, am 4. Oktober 1957 gelernt hat, diese neue Technik für die Menschheit nutzbar zu machen.

Schrifttum

- [1] ● Funkortungssysteme für Luft- und Seefahrt. Bericht des Ausschusses für Funkortung. Dortmund 1959, Verkehrs- und Wirtschafts-Verl.
- [2] McCoy, D. O.: An all-weather radio sextant. IRE Nat. Conv. Record Teil 5 (1955) S. 92–101
- [3] Radio guidance from the sky. Collins-Signal Bd. 7 (1959) S. 22–23
- [4] Moody, A. B.: Navigation using signals from high-altitude satellites. Proc. IRE Bd. 48 (1960) S. 500–506
- [5] Guier, W. H., u. Weiffenbach, G. C.: A satellite doppler navigation system. Proc. IRE Bd. 48 (1960) S. 507–516
- [6] Weiffenbach, G. C.: Measurement of the doppler shift of radio transmission from satellites. Proc. IRE Bd. 48 (1960) S. 750–754
- [7] Whipple, F. L., u. Hynek, J. A.: The IGY optical satellite tracking program as a source of geodetic information. Ann. Geophys. Bd. 14 (1958) S. 326–328
- [8] Mengel, J. T.: Tracking the earth satellite, and data transmission, by radio. Proc. IRE Bd. 44 (1956) S. 755–760
- [9] ● Richter, Jr., H. L., Sampson, W. F., u. Stevens, R.: Microlock: A minimum weight radio instrumentation system for a satellite. In: Vistas in Astronautics. New York, London, Paris, Los Angeles 1958, Pergamon Press
- [10] de Bey, L. G.: Tracking in space by DOPLOC. IRE-Trans. Military Electronics Bd. MIL-4 (1960) Nr. 2/3, S. 332–335
- [11] Lueg, H., Schallehn, W., u. Toedter, H.: Das Telefunken-Verkehrsradar. Elektrotechn. Z.-B Bd. 10 (1958) S. 385–390
- [12] Nicolaidis, J. D.: Project transit, earth and aerospace navigational satellite system. Aerospace Engng. Bd. 20 (1961) S. 20–21, 60, 62–65
- [13] Riblet, H. B.: A broad-band spherical satellite antenna. Proc. IRE Bd. 48 (1960) S. 631–635
- [14] Gardner, F. M.: Dopplerfrequenz-Filter mit 1 Hertz Bandbreite. radio mentor Bd. 26 (1960) S. 260–261
- [15] ● Greenlee, M. B.: The transit doppler tracking station digital system NEREM-record, S. 74. New York 1960, Verl. L. Winner
- [16] Wan, C. C.: Application of a satellite system to marine and air navigation. 5th National symposium on space electronics and telemetry, Sept. 1960, Washington, D. C. (USA)
- [17] Costas, J. P.: Synchronous communications. Proc. IRE Bd. 44 (1956) S. 1713 bis 1718
- [18] ● Lange, F. H.: Korrelationselektronik. Berlin 1959, Verl. VEB Technik
- [19] Schreiber, M. A., u. Wyatt, T.: Evolution and testing of a navigational satellite. Electr. Engng. Bd. 79 (1960) S. 1033–1040

(eingegangen am 9. August 1961)

Die zunehmende Verwendung radioaktiver Präparate in vielen Zweigen der Wissenschaft und auch der Technik erfordert Meßmethoden, die neben der Strahlenquantität auch die Strahlenqualität zu erfassen gestatten. Mit der Entwicklung der Szintillationszähler wurden die notwendigen Voraussetzungen zur Energiebestimmung von γ -Quanten geschaffen; diese Meßmethode, bekannt als γ -Spektroskopie, soll im folgenden als typisches Beispiel einer Kernstrahlungsmessung diskutiert werden.

3. Theorie und Praxis der γ -Spektroskopie

3.1 Einleitende Betrachtungen

Strahlungsmeßgeräte dienen neben dem einfachen Nachweis von Kernstrahlungen hauptsächlich zur Bestimmung ihrer Intensität. Seit der Entwicklung des Szintillationszählers mit seiner guten Energieproportionalität und seiner hohen Ansprechempfindlichkeit ist als weitere Meßmethode die Bestimmung der Energie von γ -Quanten hinzugekommen. Dieses Meßverfahren entspricht praktisch der Ausdehnung der optischen Spektralanalyse mit all ihren Konsequenzen auf das Gebiet kürzester Wellenlängen. Denn so wie alle Elemente in selbstleuchtendem Zustand Lichtquanten einer oder mehrerer genau definierter Wellenlängen, also ein charakteristisches Linienspektrum, aussenden, emittieren γ -strahlende Elemente eine oder mehrere Quantengruppen mit jeweils genau definierter Energie, die für das strahlende Element charakteristisch sind. Die Bestimmung des Energiespektrums eines γ -Strahlers kann also der Identifizierung einzelner unbekannter γ -strahlender Isotope innerhalb eines Elementengemisches dienen. Die einzelnen Komponenten radioaktiv verseuchter Abwässer beispielsweise können nur auf diese Art bestimmt werden. Wegen der großen Wichtigkeit der γ -Spektroskopie sei sie als typisches Anwendungsbeispiel aus der Kernstrahlungsmeßtechnik im folgenden näher erläutert.

Die Registrierung von Intensität und Energie, also von Impulszahl und Impulshöhe, setzt zunächst das Vorhandensein eines linearen Proportionalverstärkers voraus. Daneben ist ein Differentialdiskriminator erforderlich. Wird dessen Kanal, wie schon angedeutet, von Hand oder motorisch kontinuierlich über den gesamten in Frage kommenden Impulshöhenbereich verschoben und die jeweilige Impulshäufigkeit über einen Mittelwertmesser mit einem angeschlossenen Schreiber aufgezeichnet, dann erhält man die Impulshöhenverteilung als grafische Darstellung. Bei höheren Genauigkeitsanforderungen wird man eine stufenweise Verstellung des Kanals und Ausdrucken der für eine vorgewählte Impulszahl benötigten Zeit (alle Einzelmessungen zeigen den gleichen statistischen Fehler!) oder auch der in einer vorgewählten Zeit aufgelaufenen Impulszahl (Möglichkeit der zeitlichen Begrenzung jeder Einzelmessung) mit Hilfe eines Zählbetrag-Zeitdruckers bevorzugen; man erhält dann die Impulshöhenverteilung in numerischer Form. Solche Bauteilkombinationen, sogenannte Einkanal-Impulshöhenanalysatoren (Bild 33), liefern also direkt die Impulshöhenverteilung. Nach Eichung der Apparatur mit

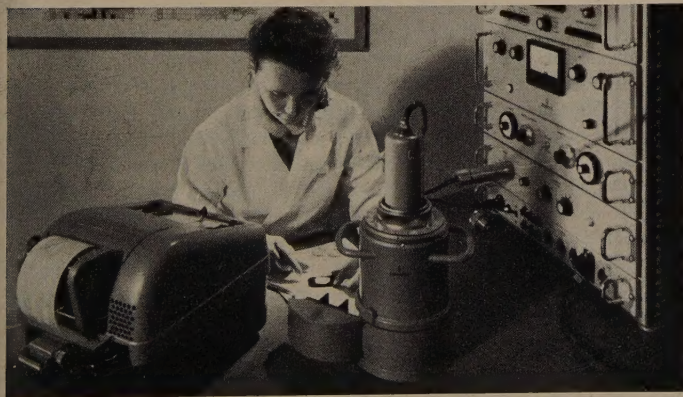


Bild 33. Vollständiger Meßplatz für die automatische Impulshöhenanalyse

einem Standard-Strahler läßt sich jeder Impulshöhe der entsprechende Energiewert zuordnen.

3.2 Deutung der Spektren

Im Bild 34 ist ein mit einem Szintillationszähler und einem Einkanal-Impulshöhenanalysator aufgenommenes Co-60-Spektrum dargestellt. Dieses Bild zeigt zwei zunächst nicht zu erwartende Besonderheiten: Einmal sind nicht zwei Linien, die den ausgesandten Quanten mit

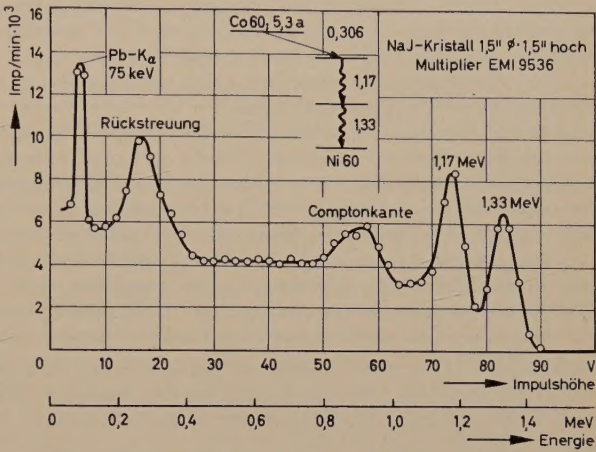


Bild 34. Co-60-Spektrogramm mit Pb-Rückstreuung

den Energien 1,17 und 1,33 MeV entsprechen, sondern deren fünf mit einem Kontinuum vorhanden; zum anderen treten keine scharfen Linien, sondern nur mehr oder weniger ausgeprägte Intensitätsmaxima auf. Zur Klärung dieses Sachverhaltes sei an die Behandlung des Szintillationszählers erinnert, wobei dargelegt wurde, daß die Bildung von Lichtquanten im Kristall durch energiereiche Elektronen, die bei der Wechselwirkung der γ -Quanten mit dem Leuchtstoff auftreten, ausgelöst wird. Es sind drei derartige Wechselwirkungsprozesse (Photo-, Compton- und Paarbildungseffekt) möglich. Beim Photoeffekt wird die gesamte Primärenergie auf ein kernnahes Elektron übertragen. Ein Teil der Energie wird zu seiner Ablösung verbraucht, der Rest zu seiner Beschleunigung. Die kinetische Energie des Elektrons wird in der schon beschriebenen Weise in Lichtquanten umgesetzt, während die Ablöseenergie als charakteristische Röntgenstrahlung wieder abgestrahlt und praktisch immer im Szintillator ebenfalls in Licht umgesetzt wird. Da diese Vorgänge nahezu gleichzeitig erfolgen, summieren sich die Lichtblitze und entsprechen demzufolge exakt der Primärenergie. Photoeffekte liefern also Impulse genau gleicher Größe, und es ist demzufolge im Spektrogramm eine ziemlich scharfe Linie zu erwarten. Nur wenn in Ausnahmefällen die charakteristische Röntgenstrahlung aus dem Kristall entweicht, dann entsteht neben der Photospitze noch ein Intensitätsmaximum bei der der Energiedifferenz zugeordneten Impulshöhe. Demgegenüber geben beim Comptoneffekt die γ -Quanten jeweils nur einen Teil ihrer Energie an das absorbierende Medium ab; ihre Energie wird also, sofern mehrere solcher Prozesse möglich sind, schrittweise abgebaut, bis bei hinreichend kleiner Restenergie diese durch Photoeffekt absorbiert wird. Der Anteil der in einem Einzelprozeß vom γ -Quant auf ein Elektron übertragenen Energie hängt gemäß der bekannten Beziehung

$$E = h \nu \left[1 - \frac{1}{1 + \frac{h \cdot \nu}{m_0 \cdot c^2} (1 - \cos \varphi)} \right] \quad (6)$$

vom Winkel φ zwischen den Richtungen des einfallenden und des gestreuten Quantes ab. Die durch Comptoneffekt erzeugten Elek-

tronen haben also eine breite kontinuierliche Energieverteilung mit einer scharfen oberen Grenze, die dem Maximum der Energieübertragung bei 180° Rückstreuung des γ -Quants entspricht. Die nach einem einmaligen Comptonprozeß mit verminderter Energie weiterfliegenden γ -Quanten können nur dann durch weitere Comptonprozesse und schließlich durch Photoeffekt im Szintillationskristall völlig absorbiert werden, wenn dieser hinreichend groß ist. Wegen des zeitlich schnellen Aufeinanderfolgens der Einzelprozesse entsteht dann am Ausgang des Multipliers ein Impuls, dessen Höhe gleich der Höhe des Photoimpulses ist. Verläßt aber das γ -Quant nach ein- oder mehrmaligem Stoß den Kristall, dann ergibt sich ein wesentlich kleinerer Ausgangsimpuls. Für die Comptonprozesse besteht also keine feste Beziehung zwischen der Energie des einfallenden γ -Quants und der Höhe des zugehörigen Ausgangsimpulses. Man erhält also im Spektrogramm das sogenannte Comptonkontinuum mit einer scharfen oberen Grenze, der sogenannten Comptonkante, die etwa 250 keV unterhalb der Photolinie liegt. Bei höheren γ -Energien kommt noch dem Paarbildungseffekt wichtige Bedeutung zu. Bei diesem Prozeß entsteht ein Elektron-Positron-Paar, wobei jedes Einzelteilchen eine kinetische Energie hat, die der Hälfte des Überschusses der Primärenergie über das Massenäquivalent des Paares entspricht. Elektron wie Positron übertragen ihre kinetische Energie auf den Szintillator; das Positron zerstrahlt nach seiner Abbremsung zusammen mit einem Elektron unter Aussendung von zwei γ -Quanten mit je 0,51 MeV. Je nachdem, ob die Quanten dieser Vernichtungsstrahlung noch Wechselwirkungen im Kristall erleiden oder nicht, erscheinen neben der Paarbildungslinie, die dem gesamten Primärenergiebetrag entspricht und mit der Photolinie zusammenfällt, häufig noch Energiebeträge, die um 1,02 MeV beziehungsweise um 0,51 MeV kleiner sind, im Spektrogramm. Bild 35, das das Spektrum von Na 24 zeigt, veranschaulicht diese Verhältnisse recht deutlich.

In welchem Maße Photoeffekt, Comptoneffekt und Paarbildung zum Spektrum beitragen, hängt von der Energie der einfallenden γ -Quanten ab. Bild 36 zeigt diese Abhängigkeit für einen NaJ-Kristall. Man erkennt, daß bei Energien kleiner als 0,3 MeV der Photoeffekt ($\frac{\tau}{\sigma}$) dominiert, bei Energien zwischen 0,3 und 3 MeV der Comptoneffekt

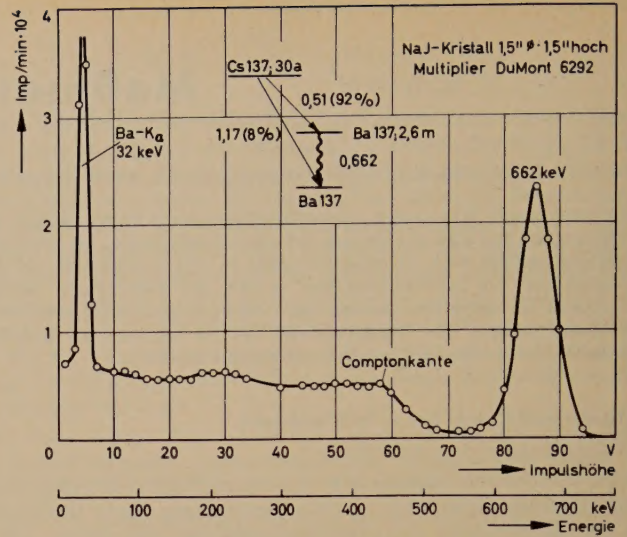


Bild 37. Cs-137-Spektrogramm ohne Abschirmung

($\frac{\sigma}{\tau}$) vorherrscht und bei Energien größer als 3 MeV die Paarbildung ($\frac{\kappa}{\sigma}$) zunehmend an Bedeutung gewinnt. Bei anderen Szintillatorsubstanzen liegen etwa die gleichen Verhältnisse vor.

Sehr oft erscheint im Spektrogramm noch eine stark ausgeprägte Linie bei sehr kleiner Energie (Bild 37). Das ist immer dann der Fall, wenn die γ -Strahlen der strahlenden Substanz durch inneren Photoeffekt in der Atomhülle des Folgeproduktes oder auch nach einem Comptonprozeß im Szintillator anschließend im Abschirmmaterial absorbiert werden. Dabei treten Konversionselektronen und Röntgenstrahlung auf, und es erscheint in solchen Fällen im Spektrum die K_{α} -Linie des betreffenden Elementes. Wird das Spektrum eines Präparates mit aufeinanderfolgenden γ -Übergängen, zum Beispiel Co 60, aufgenommen, dann erhält man oft eine zusätzliche Linie, die der Summe der beiden Primärenergien entspricht (Bild 35). Diese Linie wird bei einem außerhalb des Kristalls angeordneten Präparat nur schwach in Erscheinung treten, da zu ihrem Erscheinen die γ -Quanten der aufeinanderfolgenden Übergänge nicht nur gleichzeitig in den Kristall eintreten, sondern in diesem auch noch restlos absorbiert werden müssen. Bringt man aber ein solches Präparat mit Hilfe eines Bohrloches in das Zentrum eines sehr dicken Kristalles, dann wird wegen der totalen Absorption der γ -Quanten praktisch nur die Summenlinie in Erscheinung treten, da das zeitliche Auflösungsvermögen des Szintillationszählers zur Trennung der beiden Linien nicht mehr ausreicht.

Neben diesen genannten Linien tritt praktisch bei jedem γ -Spektrogramm noch eine weitere, weniger ausgeprägte Spitze bei einer Energie von etwa 200 keV auf. Ursache dieses sogenannten Streumaximums sind Quanten, die nach einem Comptonprozeß im Umgebungsmaterial mit verminderter Energie in den Szintillator eingestreut werden. Die unter 180° rückgestreuten Quanten bilden die 200-keV-Spitze, deren Höhe naturgemäß vom rückstreuenden Material abhängig ist (Bild 38). Diese Erkenntnis führt zu einer recht wichtigen Folgerung für die Praxis der γ -Spektroskopie. Im allgemeinen schirmt man bei exakten Messungen Präparat und Szintillationszähler ab, um den Einfluß der kosmischen Strahlung und der Umgebungsstrahlung kleinzuhalten. Demgegenüber zeigt Bild 38, daß man die besten Spektrogramme erhält, wenn man möglichst keinerlei Abschirmsubstanz verwendet, also frei Luft mißt. Beide Forderungen haben gegensätzlichen Charakter, lassen sich aber dennoch auf einen Nenner bringen, wenn man bedenkt, daß der Nutzeffekt einer Abschirmung von Präparat und Detektor mit zunehmender Präparatstärke abnimmt. Um ein gutes γ -Spektrogramm zu erreichen, wird man demzufolge, wenn nur irgend möglich, die Präparatstärke hinreichend groß wählen und frei Luft messen. Es muß in diesem Zusammenhang aber ausdrücklich vor der Verwendung zu starker Präparate gewarnt werden, da eine Intensitätsübersteuerung des Multipliers leicht zu den schon genannten Ermüdungserscheinungen führt. Als Faustregel mag gelten, daß ein Präparat

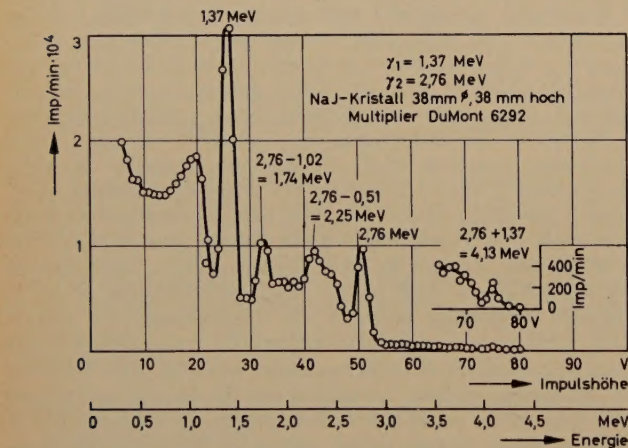


Bild 35. Na-24-Spektrogramm

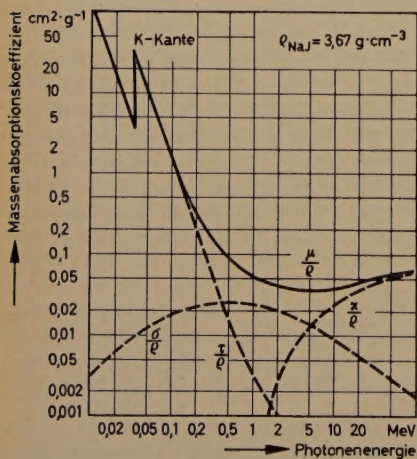


Bild 36. Massenabsorptionskoeffizienten von NaJ(Tl) in Abhängigkeit von der γ -Energie

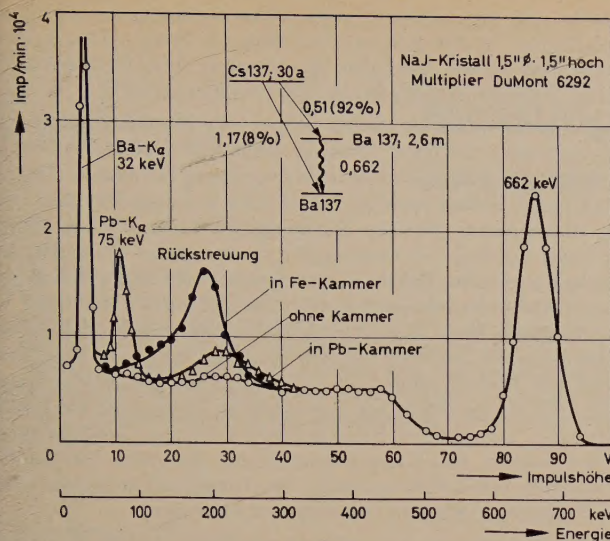


Bild 38. Cs-137-Spektrogramm bei verschiedenen Präparatabschirmungen

unmittelbar vor dem Kristall eine Stärke von 10 μe nicht überschreiten soll, was zum Betrieb der Meßanordnung ohne Abschirmung völlig ausreichend ist.

Es bleibt nun noch die Frage zu klären, warum im Spektrum keine scharfen Photo- oder Paarbildungslinien, sondern Maxima endlicher Breite entstehen. Die Photoemission des Kristalls, der photoelektrische Prozeß in der Photokatode und die Sekundäremission an den Dynoden des Multipliers sind rein statistische Prozesse und daher auch mit einem statistischen Fehler behaftet. Deshalb wird, auch wenn die γ -Quanten stets gleiche Energiebeträge in der Szintillatorsubstanz abgeben, wie im Falle des Photoeffektes, am Ausgang des Multipliers stets eine statistisch verteilte Ladungsmenge auftreten, das heißt, die Amplitude der Ausgangsimpulse wird stets um einen Mittelwert schwanken. Eine genau definierte γ -Energie am Eingang des Szintillationszählers kann also im Spektrogramm keine scharfe Linie ergeben, sondern wird stets eine Glockenkurve sein, aus der eine mittlere Impulshöhe H und eine Halbwertsbreite $W_{1/2}$ entnommen werden kann. Als Maß für die Güte eines Szintillationszählers wurde das Energieauflösungsvermögen

$$A = \frac{W_{1/2}}{H} \cdot 100\% \quad (7)$$

definiert. A ist stark vom verwendeten Szintillator sowie von dem benutzten Multiplier und seinen Betriebsbedingungen abhängig. Je schlechter das Auflösungsvermögen einer Anordnung, je breiter also die Glockenkurve ist, um so größer muß der Abstand zwischen zwei Energielinien sein, wenn sie noch sauber getrennt werden sollen. Berechnungen, die die genannten Ursachen für die Grenzen des Energieauflösungsvermögens berücksichtigen, führten zu dem Ergebnis, daß ein Wert von 5,4% nicht unterschritten werden kann. Ein solches Auflösungsvermögen läßt sich aber in der Praxis nicht erreichen, da die Berechnung nicht den Einfluß örtlicher Ausbeuteschwankungen des Leuchtstoffes, die Verschiedenheit der Verluste bei der Lichtüberführung von verschiedenen Entstehungsorten, die unterschiedliche Quantenergiebigkeit der Photokatode, Instabilitäten im Photovervielfacher und andere Effekte, die eine zusätzliche Streuung bedingen, berücksichtigen konnte. Auflösungsvermögen von etwa 8...10% gelten in der Praxis als recht gut. Neben dieser Abhängigkeit von dem Szintillationszähler selbst hängt das Auflösungsvermögen auch von der Energie der einfallenden Strahlung selbst ab, da die Halbwertsbreite $W_{1/2}$ umgekehrt proportional der Wurzel aus der absorbierten Elektronenenergie ist. Das leuchtet ein, denn die Schwankungen der Ausgangsimpulshöhe ist sicher um so kleiner, je größer die Anzahl der erzeugten Lichtquanten ist, je energiereicher also die erzeugenden Elektronen sind. Die Schärfe der Linien nimmt also mit zunehmender Energie der einfallenden γ -Quanten zu. Um definierte Verhältnisse zu haben, pflegt man deshalb das Auflösungsvermögen eines Szintillationszählers stets auf die Cs-Linie zu beziehen. Cs 137 scheint als Bezugsnormale besonders geeignet, da es ein

monoenergetischer γ -Strahler (Bild 37) mit einer relativ großen Halbwertszeit von etwa 33 Jahren ist.

Läßt man beim Verschieben des Kanals dessen Breite über den gesamten Impulshöhenbereich konstant, dann ist die relative Energieunschärfe

$$U = \frac{\Delta E}{E} \cdot 100\% \quad (8)$$

bei kleinen Energien größer als bei höheren Energien, da ΔE nur von der gewählten Kanalbreite abhängt. Man kann diese Schwierigkeit durch Aufnahme des Spektrogramms mit relativer Kanalbreite vermeiden, mit einer Kanalbreite also, die jeweils einen festen Prozentsatz der eingestellten Kanallage ausmacht. Auf diese Art erhält man gleiche Energieunschärfe über den gesamten Impulshöhenbereich. Es muß aber eindringlich vor der Wahl einer zu kleinen Kanalbreite gewarnt werden. Denn jede Verringerung der Kanalbreite führt zwangsläufig zu einem Intensitätsverlust, der einen größeren statistischen Fehler bedingt. Nur eine wesentlich längere Meßzeit kann diesen Nachteil wieder ausgleichen. Mit dieser Maßnahme kann man im Gegensatz zur Energieunschärfe die Linienschärfe nicht, wie häufig irrtümlich angenommen, verbessern.

3.3 Aufnahme von Spektren

Die Aufnahme von γ -Spektren mit den üblichen Einkanal-Impulshöhenanalysatoren liefert zwar recht gute Meßergebnisse, erfordert aber einen gewissen Zeitaufwand, da die Geschwindigkeit der kontinuierlichen Kanalverschiebung zwecks Erreichung eines annehmbaren statistischen Fehlers nicht beliebig groß oder die Verweilzeit des Kanals in einer Stufe bei stufenweiser Verstellung aus den gleichen Gründen nicht beliebig klein gemacht werden kann. Wird nur eine möglichst rasche Orientierung über die Energieverteilung eines γ -Strahlers gewünscht, ohne daß genaue Aussagen über die Intensitätsverteilung erforderlich sind, dann ist ein Impulsspektroskop zu bevorzugen. Bei einem solchen Gerät werden die im Linearverstärker verstärkten Impulse zunächst einem Impulsverlängerer zugeführt, der jedem Impuls in der Höhe seines Maximums ein horizontales Dach von etwa 10 μs Dauer anhängt. Diese Impulse werden demgestalt einem Elektronenstrahloszillografen zugeführt, daß die X-Ablenkung proportional der Impulshöhe ist. Wegen der Impulsverlängerung ist diese Ablenkung für die Dauer der gleichzeitig vom Impuls ausgelösten linearen Zeitablenkung und Hellsteuerung konstant. Da durch geeignete Maßnahmen erreicht werden kann, daß die Flanken der Impulse nicht mehr auf dem Schirm erscheinen, besteht das Bild aus parallelen Linien, die den ganzen Schirm überdecken. Dabei werden die einzelnen Linien um so lichtstärker hervortreten, je öfter sie in der Zeiteinheit vom Elektronenstrahl durchlaufen, je mehr Impulse entsprechender Amplitude also in der Zeiteinheit dem Oszillografen zugeführt werden. Setzt man vor den Oszillografenschirm einen Graukeil, dessen Extinktion längs der Linien eine lineare Funktion der Ortskoordinate ist, dann erhält man das Spektrogramm als Kurve gleicher Helligkeit. Bei starken Präparaten kann man das Spektrogramm direkt mit dem Auge betrachten; bei kleineren Aktivitäten muß man das Bild mit Belichtungszeiten von einigen Sekunden bis einigen Minuten fotografieren, um die statistischen Schwankungen der Strahlung hinreichend auszumitteln.

Es ist aber zu beachten, daß die Verwendung eines Graukeils wegen des linearen Extinktionsanstiegs längs einer Linie eine logarithmische Intensitätsskala bedingt. Der Untergrund wie auch das kaum interessierende Comptonkontinuum werden in dieser Darstellung relativ zur Höhe der Intensitätsmaxima angehoben, so daß sich eine gegenüber den gewohnten Spektrogrammen stark verzeichnete Darstellung ergibt. Dieser Nachteil läßt sich vermeiden, wenn man die lineare Zeitablenkung, wie sie in normalen Oszillografen Verwendung findet, durch eine exponentielle Ablenkung unter Beibehaltung konstanter Hellsteuerung ersetzt und auf die Verwendung eines Graukeils gänzlich verzichtet; auf diese Art erhält man die gewohnte lineare Intensitätsskala.

Ein solches Impulsspektroskop (Bild 39) kann also, da es die Gesamtheit der vom Detektor gelieferten Impulse gleichzeitig auswertet, das Spektrogramm eines γ -Strahlers sofort liefern. Dabei wird die Lage der Intensitätsmaxima recht genau wiedergegeben, während allerdings die Höhe dieser Maxima wegen der statistischen Schwankungen nur annähernd richtig dargestellt wird. Bild 40 zeigt die Aufnahme eines Spektrogramms mit einem Impulsspektroskop, Bild 41 das

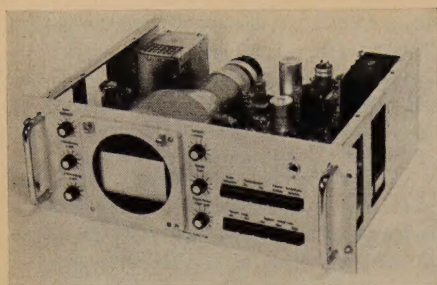


Bild 39. Impulsspektroskop mit exponentieller Zeitablenkung

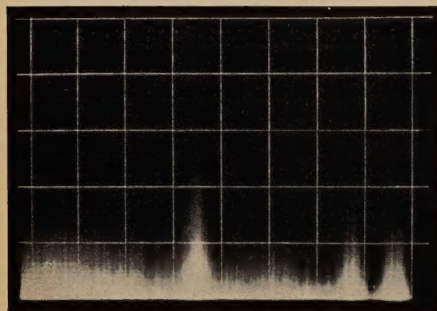


Bild 40. Spektrogramm eines Gemisches von Co 60 und Cs 137 (Schirmbild eines Impulsspektroskops ohne Verwendung eines Graukeils)

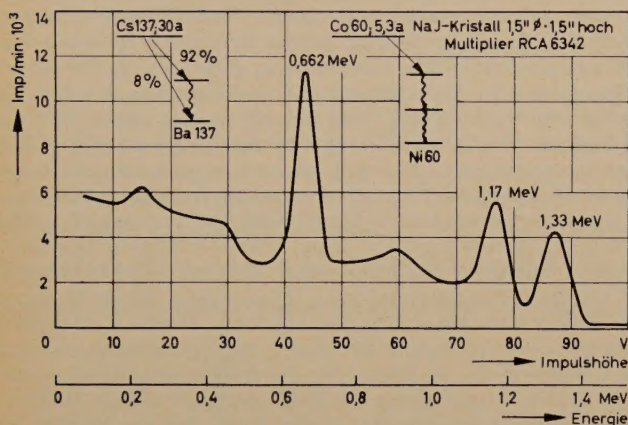


Bild 41. Spektrogramm eines Gemisches von Co 60 und Cs 137 (aufgenommen mit einem Einkanal-Impulshöhenanalysator, gleiche Aufnahmebedingungen wie Bild 40)

mittels eines Einkanal-Impulshöhenanalysators gewonnene Spektrogramm des gleichen Präparates unter vergleichbaren Bedingungen.

Aus diesen Darlegungen läßt sich folgern, daß die Kombination eines Einkanal-Impulshöhenanalysators, der eine Bereichseinstellung zuläßt, mit einem Impulsspektroskop eine vorzügliche Meßmethode ist. Geht man davon aus, daß zur Identifizierung eines γ -Strahlers nur die charakteristischen Linien der Totalenergie und ihre unmittelbare Umgebung interessant sind, dann kann auf dem Impulsspektroskop die Lage dieser Maxima und damit der interessierende Bereich sofort entnommen werden. Durch Übertragung dieses Bereiches auf den Diskriminator ist nur das Durchfahren eines beschränkten Impulshöhenbereiches notwendig. Diese Meßmethode bringt eine wesentliche Zeitersparnis und liefert trotzdem eine genaue Aussage über Lage und Intensität der interessierenden Linien. Ein solches Meßverfahren macht die Verwendung eines Vielkanaldiskriminators aus Gründen der Zeitersparnis überflüssig. Nur in wenigen Fällen ist ein Vielkanaldiskriminator aus meßtechnischen Gründen erforderlich, nämlich dann, wenn die Halbwertszeit des auszumessenden Präparates mit der Zeit, die der Kanal zum Durchlaufen des beschränkten Amplitudenbereiches benötigt, vergleichbar ist. In diesem Fall macht sich die Intensitätsabnahme der Strahlung während der Messung störend bemerkbar und führt zu Verfälschungen des Meßergebnisses. Solche Vielkanaldiskriminatoren bestehen im allgemeinen aus einem Linearverstärker und einer Reihe parallelgeschalteter Diskriminatoren mit verschiedenen fest eingestellten und treppenartig aneinander anschließenden Kanalbreiten. Jeder Kanal registriert nur Impulse des zugeordneten Impulshöhenbereiches und speichert das Meßergebnis bis zur Abfrage in einem Speicher. Man kann damit ohne die Zeitverzögerung durch die Verschiebung des Impulskanals

die Energie- und Intensitätsverteilung einer Strahlung in sehr kurzer Zeit aufnehmen. In den letzten Jahren ist die Entwicklung solcher Vielkanalspektrometer, besonders in Amerika, weit fortgeschritten und hat zu Apparaturen mit bis zu 256 Kanälen geführt.

Die Deutung der aufgenommenen γ -Spektren ist nicht immer einfach; sie ist exakt nur dann möglich, wenn das Spektrum nicht zu kompliziert ist, so daß eine eindeutige Zuordnung der Linien erfolgen kann. Bei komplizierten Spektren bereitet die Deutung der unter Umständen überlagerten Maxima Schwierigkeiten. In solchen Fällen benutzt man für die Untersuchungen relativ große Szintillationskristalle, insbesondere Bohrlochkristalle, weil bei ihnen auch der größte Teil der Compton- und Paarbildungsquanten vollständig im Kristall absorbiert wird. Die Linie der Primärenergie wird dann nicht nur durch reinen Photoeffekt, sondern auch noch zu einem Teil durch Compton- und Paarbildungseffekte gebildet, denn die Energiebilanz jedes Einzelprozesses liefert bei vollständiger Absorption wieder die Primärenergie. Die meisten Schwierigkeiten bei der Deutung eines Spektrums bereitet das Comptonkontinuum, da unter Umständen die Photolinien eines Präparates in das Comptonkontinuum eines anderen Präparates fallen und dieses kaum überragen.

Es sind aber komplizierte Apparaturen entwickelt worden, mit deren Hilfe unter bestimmten Voraussetzungen auch noch überlagerte Spektren sauber gedeutet werden können. Im einfachsten Fall kann man das Comptonkontinuum unterdrücken, wenn man den Natriumjodidkristall mit einem Flüssigkeitsszintillator umgibt und mit Hilfe einer Antikoinzidenzschaltung nur diejenigen Ereignisse im Natriumjodidkristall registriert, für die kein gestreutes Quant in den Flüssigkeitsszintillator eintritt.

Noch einfachere Spektren ergeben sich bei Verwendung spezieller Spektrometer, wie zum Beispiel des Compton- oder des Paarbildungsspektrometers. Beim Comptonspektrometer werden zwei Szintillationszähler in einem bestimmten Abstand voneinander so angeordnet, daß ihre Achsen den Winkel δ bilden. Der eine Detektor, der Meßzähler, wird von dem zu messenden Präparat bestrahlt, während der zweite, der Steuerzähler, nur Quanten registrieren kann, die nach einem Comptoneffekt als unter dem Winkel δ gestreute Quanten aus dem Kristall des Meßzählers austreten. Über eine Koinzidenzschaltung sorgt der Steuerzähler dafür, daß nur die vom Meßzähler erfaßten Quanten registriert werden, für die er selbst einen koinzidenten Impuls liefert. Der gesamte, nicht von dem gleichzeitig in beiden Detektoren registrierten Comptonprozeß herrührende Untergrund des Meßzählers wird auf diese Art sicher unterdrückt. Aus dem bekannten Streuwinkel und der auf das Comptonelektron übertragenen Energie kann dann mit hinreichender Genauigkeit die Primärenergie nach Gl. (6) berechnet werden. Im allgemeinen wählt man den Streuwinkel recht groß, da dann einmal die Abhängigkeit der Elektronenenergie von dem Streuwinkel nur sehr gering ist und da zum anderen die Elektronenenergie im Szintillator des Meßzählers nahe am Maximalwert liegt. Daneben haben zwei Elektronenenergien, die verschiedenen γ -Energien entsprechen, den größtmöglichen Abstand, die Trennschärfe zweier benachbarter Linien im Spektrogramm ist also ein Optimum. Da die Ausbeute beim Comptonspektrometer sehr gering ist, praktisch also nur Strahler hoher Aktivität analysiert werden können, ist dieses Verfahren mehrfach modifiziert worden, ohne allerdings größere Bedeutung erlangt zu haben.

Das Comptonspektrometer ist vorzugsweise für das Energiegebiet von etwa 0,3...3 MeV geeignet, da in diesem Energiebereich der Comptoneffekt vorherrscht. Bei höheren Energien dominiert der Paarbildungseffekt, das Comptonspektrometer wird hier vom Paarbildungsspektrometer abgelöst. Bei diesem Verfahren ordnet man drei Szintillationszähler so an, daß ihre Szintillatoren auf einer Geraden liegen. Der mittlere Detektor wird bestrahlt, die beiden anderen registrieren die in entgegengesetzter Richtung fliegenden Zerstrahlungsquanten. Mit Hilfe einer Dreifach-Koinzidenzschaltung werden nur die Impulse vom mittleren Detektor erfaßt und ihre Impulshöhen ausgewertet, für die die beiden seitlichen Detektoren koinzidente Impulse registrieren. Es werden also aus dem normalen Impulsspektrum nur diejenigen Impulse zur weiteren Verarbeitung ausgewählt, die ihr Entstehen dem Paarbildungseffekt verdanken. Im Spektrum erscheint dann für jede Energie E eine Linie bei der Energie $E - 2m_0c^2$. Auch bei Spektrometern dieser Art ist die Ausbeute recht klein. Da sie zudem noch einen erheblichen Aufwand erfordern, kommt auch ihnen in der normalen Strahlungsmeßtechnik keine große Bedeutung zu.

Messung des Frequenzverhaltens linearer Schaltungen am Analogrechner

DK 681.14.001.57

Die Messung des Frequenzganges von am Analogrechner geschalteten Übertragungssystemen kann außer mit dem üblichen Meßverfahren mit zwei weiteren erfolgen. Beim Abtastverfahren wird bei sinusförmiger Erregung des Systems die Ausgangsfunktion in zwei bestimmten Zeitpunkten abgetastet. Die erhaltenen Werte sind dem Real- und Imaginärteil der Übertragungsfunktion proportional. Das Impulsverfahren ist dagegen eine apparative Verwirklichung der Fouriertransformation. Einige Beispiele erläutern die Verfahren.

1. Einleitung

Ein lineares Übertragungssystem läßt sich in verschiedener Weise am Analogrechner darstellen. Man kann das Differentialgleichungssystem, das die Anordnung beschreibt, mit Hilfe der Knoten- oder Maschenanalyse aufstellen und am Analogrechner nachbilden. Das kann entweder direkt erfolgen oder nach Umformung des Gleichungssystems in eine Differentialgleichung meist höherer Ordnung für Eingangs- und Ausgangszeitfunktion. Bei bestimmten elektrischen Schaltungen, wie den Abzweigschaltungen, kann die Aufstellung der Differentialgleichungen so erfolgen, daß unter Umständen eine direkte Übertragung der Schaltung auf den Analogrechner möglich ist [1, 7]. Andererseits kann man zunächst die das System beschreibende Übertragungsfunktion $A(p)$ ermitteln. Es ist

$$A(p) = \frac{S_2(p)}{S_1(p)},$$

wenn $S_2(p)$ und $S_1(p)$ die Laplacetransformationen von Ausgangs- und Eingangszeitfunktion sind. Man findet $A(p)$, indem man das ursprüngliche Differentialgleichungssystem der Laplacetransformation unterwirft und nach $S_2(p)/S_1(p)$ auflöst, oder nach den Regeln der Netzwerktheorie, wenn man als speisende Zeitfunktion

$$s_1(t) = S_1(p) \cdot e^{pt}$$

annimmt. Dabei ist $p = \sigma + j\omega$. Am Analogrechner kann dann $A(p)$ entweder direkt als Gesamtfunktion dargestellt werden oder nach Auflösung als ein Produkt von Teilübertragungsfunktionen, mit denen jeweils ein Pol oder Polpaar, eventuell mit zugeordneter Nullstelle, oder ein Nullstellenpaar erzeugt wird. Den Teilübertragungsfunktionen entsprechen bausteinartige Schaltungen; ihrer Multiplikation miteinander zur Gesamtübertragungsfunktion entspricht die Hintereinanderschaltung dieser Bausteine zur Gesamtanordnung. Bei dieser Darstellungsart kann man die Pole und Nullstellen der Übertragungsfunktionen unabhängig voneinander in der komplexen Ebene verschieben. Eine ausführliche Darstellung ist in [2] gegeben.

In allen erwähnten Fällen bedeutet die Darstellung des Übertragungssystems am Analogrechner nicht nur, daß eine bestimmte mathematische Funktion nachgebildet wird. Vielmehr ist die Rechenschaltung selbst ein Übertragungssystem, an dem im Prinzip alle Eigenschaften des Systems meßtechnisch in gleicher Weise ermittelt werden können wie an einer Schaltung, die aus üblichen Bauelementen aufgebaut ist. Dabei läßt sich die bei einer theoretischen Untersuchung meist angenommene Verlustfreiheit der speichernden Bauelemente innerhalb der Genauigkeit des Rechners hier exakt erreichen, ebenso wie auch bestimmte Verluste eingestellt werden können. Der Unterschied zu üblichen Übertragungssystemen liegt lediglich darin, daß der Frequenzbereich der Rechenschaltung meist wesentlich niedriger ist (üblicherweise bis etwa 30...40 Hz). Das hat meist keinen Einfluß auf die Messung des Zeitverhaltens einer Schaltung, erschwert aber die Messung des Frequenzverhaltens.

Die vorliegende Arbeit behandelt diese Aufgabe. Es wird gezeigt, daß außer den üblichen Meßverfahren auch noch andere anwendbar sind, bei denen der Analogrechner gut eingesetzt werden kann.

Die beschriebenen Verfahren lassen sich im Prinzip auch zur Untersuchung allgemeiner linearer Systeme verwenden, die einen ähnlich liegenden spektralen Übertragungsbereich haben. Solche Systeme kommen vielfach in der Regelungstechnik vor.

2. Messung der Übertragungsfunktion

Gegeben ist ein lineares Übertragungssystem, das am Analogrechner geschaltet worden ist. Gesucht wird

$$A(j\omega) = \frac{S_2(j\omega)}{S_1(j\omega)},$$

die Übertragungsfunktion des Systems bei sinusförmiger Speisung. Hier sind $S_1(j\omega)$ und $S_2(j\omega)$ die komplexen Amplituden der sinusförmigen Eingangszeitfunktion $s_1(t)$ beziehungsweise Ausgangszeitfunktion $s_2(t)$. Es interessieren in

$$\begin{aligned} A(j\omega) &= |A(j\omega)| e^{-j\varphi} \\ &= |A| \cdot \cos \varphi - j |A| \cdot \sin \varphi \\ &= P(j\omega) + jQ(j\omega) \end{aligned}$$

Betrag und Winkel oder Real- und Imaginärteil der Übertragungsfunktion.

Tab. I erläutert die Bedeutung der in den folgenden Bildern verwendeten Schaltzeichen für die Bausteine des Analogrechners und beschreibt die Wirkungsweise durch die angegebenen Beziehungen zwischen Eingangs- und Ausgangszeitfunktionen. Die praktisch auf-

Tab. I. Schaltzeichen für die Bausteine des Analogrechners und ihre Bedeutung

Bezeichnung	Schaltzeichen	Ausgangszeitfunktion
Integrierverstärker		$-\sum_{v=1}^n K_v \int_0^t s_{1v}(t) dt + s_2(0)$
Summierverstärker		$-\sum_{v=1}^n K_v \cdot s_{1v}(t)$
Umkehrverstärker		$-\sum_{v=1}^n s_{1v}(t)$
Potentiometer		$K \cdot s_1(t); 0 \leq K \leq 1$
Multipliziergerät		$s_{11}(t) \cdot s_{12}(t)$

tretenden Fehler sind dabei nicht berücksichtigt. Die Erzeugung der für die Speisung nötigen sinusförmigen Eingangsspannung veränderbarer Frequenz kann für einige Verfahren mit einem Tieftongenerator erfolgen. Sie ist für alle Meßverfahren mit einer am Analogrechner aufgebauten Schaltung möglich. Bild 1 zeigt zwei aus der Literatur bekannte Schaltungen [3, 4], die beide zwei um 90° gegeneinander verschobene sinusförmige Spannungen liefern. Im ersten Fall stellt man die Frequenz mit Potentiometern entweder punktweise von

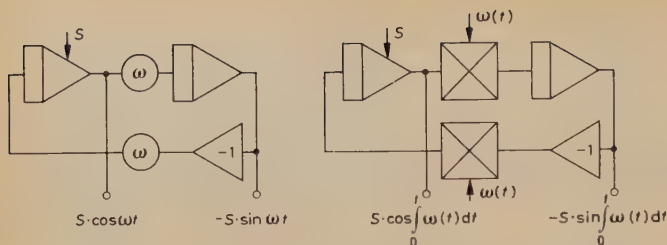


Bild 1. Schaltungen für sinusförmige Zeitfunktionen

Hand ein oder kontinuierlich, wenn motorisch angetriebene Potentiometer zur Verfügung stehen. Bei der zweiten Schaltung kann man eine beliebige Zeitabhängigkeit der Frequenz erreichen, wenn man nur der steuernden Zeitfunktion $\omega(t)$ diese Abhängigkeit gibt. Einen linearen Anstieg der Frequenz erhält man zum Beispiel dann, wenn zur Steuerung eine sägezahnförmige Spannung verwendet wird.















3. Meßmethoden

3.1 Verfahren der üblichen Meßtechnik

Prinzipiell kann man alle Verfahren anwenden, die auch in der üblichen Meßtechnik gebräuchlich sind, wenn nur als Anzeigeinstrumente für den niedrigen Frequenzbereich geeignete Geräte verwendet werden. Da bei der Erzeugung der Speisespannung am Analogrechner zwei um 90° gegeneinander versetzte Spannungen zur Verfügung stehen, lassen sich bestimmte Methoden hier mit geringerem Aufwand anwenden.

In Tab. II sind die bekannten Methoden übersichtlich zusammengestellt. Bei der direkten Messung muß die Ausgangsspannung nach Betrag und Phase wegen der niedrigen Frequenz beispielsweise mit einem Oszillografen gemessen werden. Das Kompensationsverfahren

Tab. II. Zusammenstellung der bekannten Meßmethoden

Methode	Schaltzeichen	Frequenzgang $A(j\omega)$			
		$ A $	φ	P	Q
direkte Messung	$ S_1 \cos \omega t$  $ S_2 \cos(\omega t - \varphi)$	$ S_2 / S_1 $	φ	—	—
	 φ	—	—	—	—
Kompensationsmethoden	Komponentenform $ S_1 \cos \omega t$  $A(p)$  P_1  $- S_1 \sin \omega t$  Q_1  -1  -1  V	—	—	$\pm P_1$ $\pm Q_2$	$\pm P_1$ $\pm Q_2$
	Polarform $ S_1 \cos \omega t$  $A(p)$  A_{11A}  $ A $  -1  V	$ A $	$\pm 2 \arctan \frac{\omega}{a}$	—	—

läßt sich sowohl für die Komponentenform als auch für die Polarform anwenden. Im ersten Fall sind außer den Potentiometern für die Komponenten nur ein Summierverstärker und als Nullinstrument ein Oszillograf erforderlich. Der Abgleich im 1., 2. und 3. Quadranten erfordert einen weiteren Umkehrverstärker für eine oder beide Vergleichsspannungen. Beim Abgleich in der Polarform wird die Vergleichsspannung mit einem am Analogrechner schaltbaren Allpaß in der Phase und mit einem Potentiometer in der Amplitude eingestellt. Die Phase läßt sich aus der Einstellung am Allpaß ermitteln [2]. Wenn die erregende Sinusspannung am Analogrechner erzeugt wird und damit beide Komponenten zur Verfügung stehen, sollte man den Abgleich in der Komponentenform wegen des geringeren Aufwandes bevorzugen.

Die Ermittlung der Komponenten P und Q kann auch erfolgen, indem man die Ausgangsspannung $|S_2| \cos(\omega t - \varphi)$ mit den Vergleichsspannungen $|S_1| \cos \omega t$ und $-|S_1| \sin \omega t$ multipliziert und aus

den Produkten die Gleichspannungsanteile herauszieht. Während die Multiplikation am Analogrechner leicht möglich ist, muß man für die Unterdrückung der Anteile mit der Frequenz 2ω einen Tiefpaß mit sehr niedriger Grenzfrequenz und entsprechend langer Einschwingzeit am Rechner verwenden.

3.2 Das Abtastverfahren

3.2.1 Messung der Ortskurve

Das hier beschriebene Verfahren wurde im Prinzip schon in [2] angegeben; es konnte inzwischen erprobt werden. In [5] ist über ein nach dem gleichen Prinzip arbeitendes Gerät berichtet worden.

Die an einem Netzwerk bei Speisung mit $s_1(t) = S_1 \cos \omega t$ nach dem Einschwingvorgang am Ausgang auftretende Spannung

$$s_2(t) = S_1 A \cos(\omega t - \varphi)$$

nimmt in bestimmten Zeitpunkten t_1 und t_2 Werte an, die den Komponenten des Frequenzganges proportional sind.

Es ist $\cos(\omega t_1 - \varphi) = \cos \varphi$, wenn $t_1 = n \frac{2\pi}{\omega} = nT$

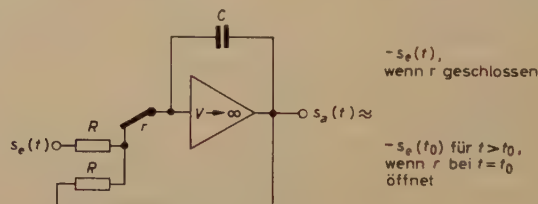
$$\cos(\omega t_2 - \varphi) = -\sin \varphi, \text{ wenn } t_2 = (2n - 1/2) \frac{\pi}{\omega} = (n - 1/4)T,$$

wobei $T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{1}{f}$ die Periode der speisenden Spannung ist.

$$\text{Damit wird } s_2(t_1) = |S_1| \cdot |A| \cos \varphi = |S_1| \cdot P(\omega)$$

$$s_2(t_2) = -|S_1| \cdot |A| \sin \varphi = |S_1| \cdot Q(\omega)$$

Die Zeitpunkte t_1 und t_2 lassen sich mit Hilfe der Vergleichsspannungen $\cos \omega t$ (für t_2) und $\sin \omega t$ (für t_1) fixieren, die in diesem Augenblick mit positivem Anstieg durch Null gehen. Die notwendige Abtastung erfolgt am Analogrechner mit Hilfe eines im Augenblick t_1 oder t_2 geschalteten Relaiskontaktes in einer im Bild 2 gezeigten Schaltung. In die übliche Integrationsschaltung mit dem hochverstärkenden Rechenverstärker ist zwischen äußerem Eingang und Gitterpunkt der Kontakt r eingeschaltet. Außerdem ist eine Rückführung vorhanden. Wird die Zeitkonstante RC genügend klein gewählt, dann folgt die Ausgangsspannung (bis auf das Vorzeichen) auch schnellen Änderungen der Eingangsspannung, solange der



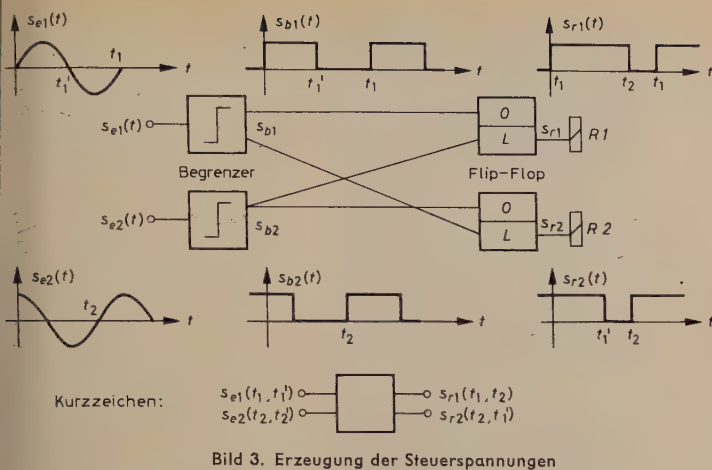
Kurzzeichen:



Bild 2. Abtastung am Analogrechner

Kontakt r geschlossen ist. Nach Öffnen des Kontaktes behält sie den Wert bei, den sie im Öffnungsaugenblick gehabt hat. In [5] wurde eine ähnliche Schaltung angewendet, in [6] ist im Prinzip die gleiche Schaltung für eine andere Abtastaufgabe angegeben worden. Bild 2 zeigt noch ein Kurzzeichen, das im folgenden verwendet wird.

Für die Messung der Ortskurve muß die Steuerung der Kontakte so erfolgen, daß sie genau im Augenblick t_1 oder t_2 öffnen. Damit der Abtastwert möglichst lange zur Verfügung steht, dürfen die Kontakte erst kurz vor Ablauf der Periode wieder schließen. Bild 3 erläutert, wie die nötigen Steuerspannungen mit einer elektronischen Schaltung erzeugt werden können. Die Eingangsspannungen $\sin \omega t$ und $\cos \omega t$ gelangen zunächst zu Begrenzern, die an den Ausgängen rechteckförmige Ausgangsspannungen liefern. Die eine Flanke des Rechtecks muß zeitlich genau mit dem zu fixierenden Nulldurchgang der zugehörigen Eingangsspannung übereinstimmen, während die zweite nicht kritisch ist. Um möglichst lange Öffnungszeiten der Kontakte zu erreichen, werden noch zwei Flip-Flop verwendet, die, wie im Bild 3 angedeutet, über Kreuz angesteuert werden. Man erreicht so, daß bei der Abtastung die Kontakte mindestens während $3/4$ der Periode geöffnet bleiben. Im Bild 3 ist unten noch ein Kurzzeichen für diese Schaltung zu sehen. Bei den Eingangs- und Ausgangsfunktionen sind in den Klammern die Zeitpunkte angegeben, in



denen die Funktionen durch Null gehen beziehungsweise in denen die Rechteckflanken liegen.

In den Bildern 4a und 4b werden in Skizzen und Oszillogrammen die Vorgänge bei der Abtastung erläutert. Bild 4b enthält außerdem noch die Oszillogramme der Zeitfunktionen an den verschiedenen Punkten der im Bild 3 gezeigten Schaltung. Für eine bestimmte Eingangsspannung $|S_1| \cdot |A| \cdot \cos(\omega t - \varphi)$ werden im Bild 4a und in der 5. Zeile von Bild 4b die Ausgangsspannungen nach der Abtastung gezeigt. Man erkennt, daß jede Ausgangsspannung etwa für $\frac{3}{4}$ der Periode den richtigen Abtastwert hat, während beide Spannungen gleichzeitig etwa nur für eine halbe Periode richtig sind. Gibt man diese beiden Spannungen unmittelbar auf die beiden Eingänge eines Oszillografen, dann erhält man das linke der in der 6. Zeile von Bild 4b gezeigten Oszillogramme. Hier ist der Scheitelpunkt des abgebildeten Winkels der gesuchte Punkt der Ortskurve. Mit Hilfe zweier weiterer Kontakte der Relais $R1$ und $R2$ kann man den Oszillografen dann hellsteuern, wenn beide Relais angesprochen haben, also beide Teilspannungen gleichzeitig richtig sind. Das rechte Oszillogramm dieser Zeile im Bild 4b zeigt das Ergebnis.

Der bei der Abtastung auftretende Fehler rührt vor allem von der endlichen Ansprechzeit der Relais her. Wenn der Spannungssprung an der Anode des steuernden Flip-Flop richtig liegt, was man durch Einstellen der Ansprechschwelle der Begrenzerstufen sicher erreichen kann, wird der zugehörige Relaiskontakt bei $(t_1 + \Delta t_1)$ beziehungsweise bei $(t_2 + \Delta t_2)$ schalten, wenn Δt_1 und Δt_2 die Ansprechzeiten der Relais sind. Der dadurch auftretende Fehler läßt sich unter der zulässigen Voraussetzung, daß beide Ansprechzeiten gleich groß sind,

sehr leicht bestimmen. Mit

$$\Delta t_1 = \Delta t_2 = \Delta t \quad \text{und} \quad \omega t_1 - \omega t_2 = \frac{\pi}{2}$$

ist

$$s_2(t_1 + \Delta t) = |A| \cdot |S_1| \cdot \cos(\omega t_1 - \varphi + \omega \Delta t)$$

$$= |A| \cdot |S_1| \cdot \cos\left(\omega t_2 - \varphi + \omega \Delta t + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$s_2(t_2 + \Delta t) = |A| \cdot |S_1| \cdot \cos(\omega t_2 - \varphi + \omega \Delta t)$$

Es wird trotz des Fehlers an zwei um $\pi/2$ auseinanderliegenden Punkten abgetastet. Daher ist der sich ergebende Betrag $|A| \cdot |S_1|$ richtig, obgleich die Komponenten falsch sind. Der Fehler zeigt sich nur im Winkel.

$$\frac{s_2(t_2 + \Delta t)}{s_2(t_1 + \Delta t)} = \tan(\varphi + \omega \Delta t)$$

Es tritt also ein Phasenfehler auf, der offenbar mit der Frequenz wächst. Es ist $\Delta \varphi = \omega \Delta t$. Bei einer Ansprechzeit der Relais von 3 ms ist dieser Fehler bei 10 Hz $10,8^\circ$. Er läßt sich dem Betrage nach auf die Hälfte reduzieren, wenn die Ansprechschwelle der Begrenzer zu negativen Werten hin so verschoben wird, daß in der Mitte des bei der Messung zu durchlaufenden Frequenzbereiches die Kontakte genau in den Punkten t_1 und t_2 schalten. Der Fehler wird dann bei

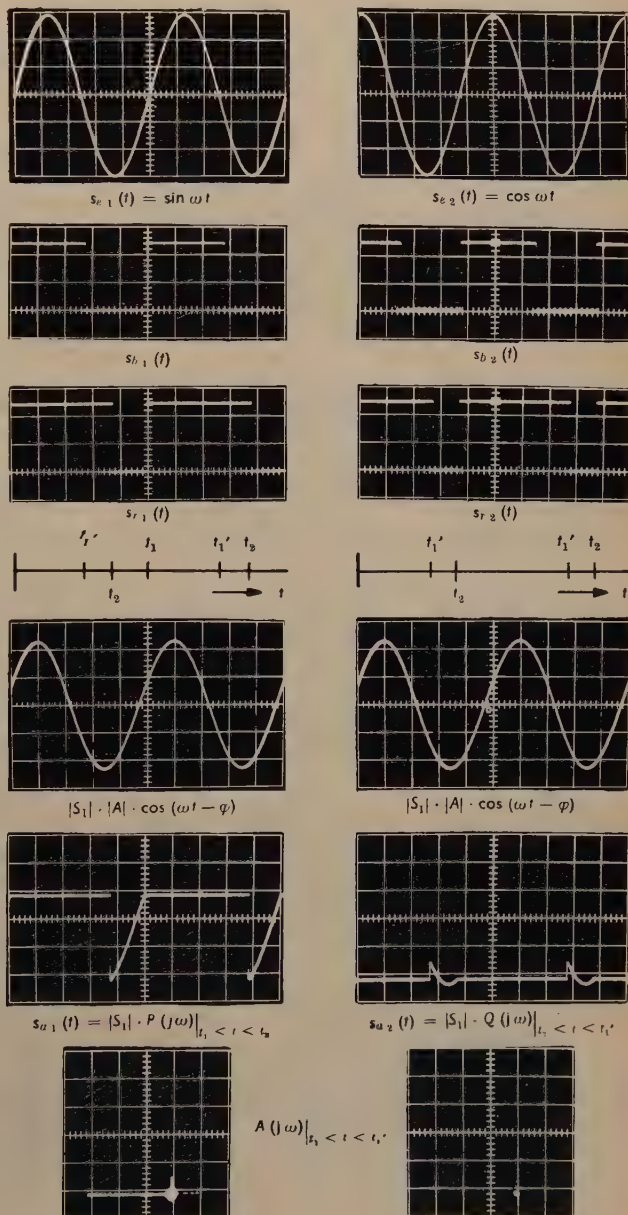


Bild 4a (oben). Zur Messung der Ortskurve $A(j\omega)$
Bild 4b (rechts). Oszillogramme zu Bild 4a

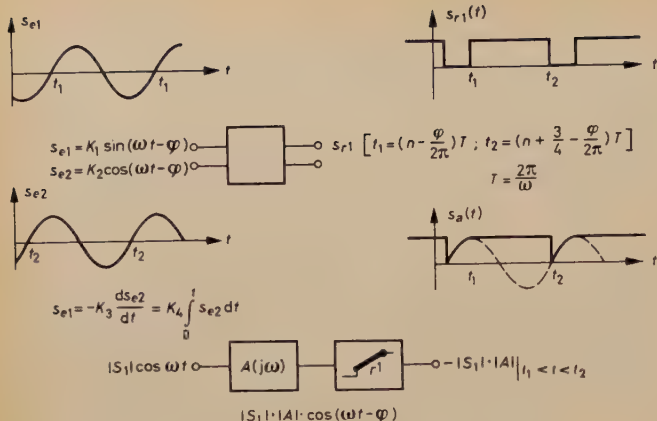


Bild 5a. Zur Messung des Betrages $A(j\omega)$

tieferen Frequenzen negativ, bei höheren positiv. Um den Fehler weiter zu verkleinern, arbeitet man zweckmäßigerweise so, daß die Grenzfrequenz der zu untersuchenden Schaltungen möglichst tief liegt.

Mit dem Gerät kann man nicht nur die Punkte der Ortskurve in Einzelmessungen aufnehmen. Speist man das zu untersuchende Übertragungssystem und das Abtastgerät mit Spannungen wachsender Frequenz, die nach Bild 1 erzeugt werden können, dann wird die gesamte Ortskurve durchlaufen. Dabei muß allerdings auf die Parametrierung verzichtet werden. Wird die Ortskurve sehr schnell durchlaufen, dann treten zwei Fehler auf. Da die Abtastungen für einen Meßpunkt zu zwei um eine Viertelperiode verschiedenen Zeitpunkten erfolgt, gehören die dabei gewonnenen Meßwerte bei sich stetig ändernder Frequenz strenggenommen zu verschiedenen Meßfrequenzen. Es hat sich gezeigt, daß dieser dem Meßverfahren eigentümliche Fehler klein gegenüber dem Fehler durch den Einschwingvorgang des zu messenden Übertragungssystems ist, der bei allen Messungen mit gleitender Frequenz auftritt. Bei Vergleichen mit digital errechneten Übertragungsfunktionen ergab sich, daß der Fehler nicht größer als bei der punktuellen Messung ist, wenn der Frequenzanstieg so langsam erfolgt, daß sich ein fast geschlossener Kurvenzug ergibt.

3.2.2 Messung des Betrages

Das beschriebene Gerät ist auch für die Spitzenwertmessung einer sinusförmigen Ausgangsspannung und damit für die Messung des Betrages der Übertragungsfunktion geeignet. Zur Steuerung der Relais ist nur eine Spannung erforderlich, die in positiver Richtung in dem Augenblick durch Null geht, in dem die Ausgangsspannung ihren Maximalwert hat. Eine solche Steuerspannung läßt sich durch Integration oder Differentiation und anschließende Multiplikation mit dem Faktor -1 gewinnen. In vielen Fällen kann dabei die differenzierte Spannung schon an der Schaltung der Übertragungsfunktion entnommen werden. Da nur die Nulldurchgänge interessieren, ist die bei der Integration oder Differentiation auftretende Frequenzabhängigkeit der Amplitude der Steuerspannung ohne Einfluß. In den Bildern 5a und 5b werden die Zeitvorgänge an den verschiedenen Punkten in Skizzen und Oszillogrammen gezeigt. Da nur eine Abtastung erfolgt, ist auch nur eine der von dem elektronischen Gerät gelieferten Steuerspannungen erforderlich. Am Ausgang erscheint eine Zeitfunktion, die etwa während $\frac{3}{4}$ der Periode gleich dem gesuchten Amplitudenwert ist. Mit Hilfe eines weiteren Kontaktes kann der Oszillograf während dieser Zeit hellgesteuert werden.

Speist man das Übertragungssystem mit einer Spannung mit sich ändernder Frequenz und gibt man auf die Y-Platten die erhaltene Ausgangsspannung der Meßschaltung, auf die X-Platten eine der Frequenz proportionale Spannung, dann erhält man die gewünschte Kurve des Betrages der Übertragungsfunktion.

Auch hier tritt wegen der Ansprechzeit des Relais ein Fehler auf, weil nicht exakt im Maximum, sondern um $\Delta\varphi = \omega \Delta t$ später abgetastet wird. Hier ist Δt wieder die Ansprechzeit des Relais. Der prozentuale Fehler ist dann

$$\frac{\Delta |A|}{|A|} = 1 - \cos \Delta\varphi$$

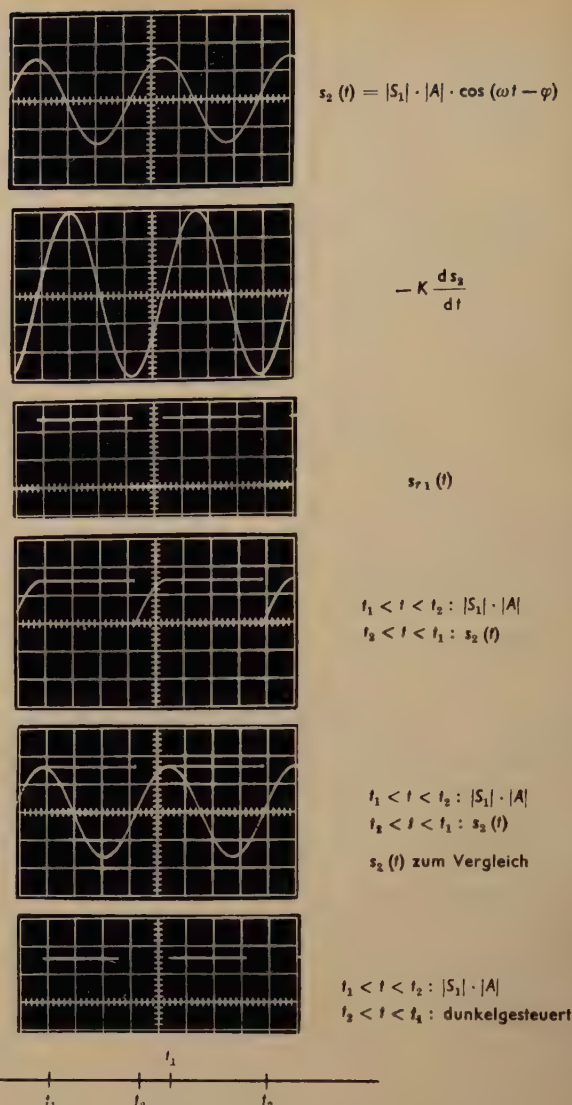


Bild 5b. Oszillogramme zu Bild 5a

Ist, wie vorher schon angenommen, $\Delta\varphi$ maximal $10,8^\circ$, dann ist der Fehler bei 10 Hz rund 1,8%.

3.2.3 Messung der Phase

Schließlich läßt sich das Steuergerät auch zur Messung der Phase verwenden. In den Bildern 6a und 6b wird gezeigt, wie man vorgehen

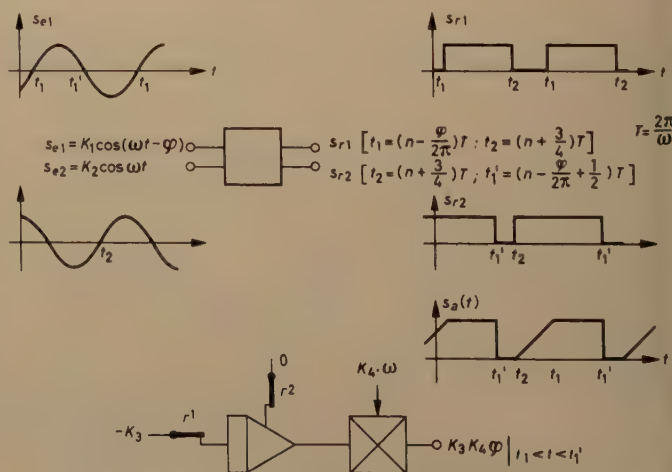


Bild 6a. Zur Messung der Phase

kann. Gibt man auf die Eingänge des Gerätes die beiden Spannungen, deren Phasenverschiebung gegeneinander gemessen werden soll, dann erscheint am oberen Ausgang eine Rechteckspannung, deren Flanken mit den in positiver Richtung erfolgenden Nulldurchgängen der Steuerspannungen zeitlich übereinstimmen. Es ist dann der gesuchte Winkel

$$\varphi = \frac{t_1 - t_2}{T},$$

wenn T die Periode der zu messenden Spannung ist. Um eine Spannung zu bekommen, die der Zeitdifferenz $t_1 - t_2$ proportional ist, wird die konstante Spannung $-K_3$ mit r^1 für diese Zeit an den Eingang eines Integrators gelegt. Die Spannung am Ausgang ist für $t > t_1$ der Zeitdifferenz proportional. In einem nachgeschalteten Multiplikator erfolgt die Multiplikation mit einer Spannung, die der Frequenz proportional ist und damit, wie erforderlich, der Periode umgekehrt proportional ist. Schließlich muß noch sichergestellt werden, daß die Integration in jeder Periode neu beginnt. Mit der am zweiten Ausgang des Gerätes erscheinenden Steuerspannung kann man ein Relais schalten, dessen Kontakt vor jeder Periode die Anfangsbedingung Null anschaltet. Die Skizzen im Bild 6a und die für zwei verschiedene Frequenzen aufgenommenen Oszillogramme im Bild 6b zeigen die Spannungen an den einzelnen Punkten. Man erkennt, daß der Phase entsprechende Wert der Ausgangsspannung von $t_1 \dots t_1'$, also etwa eine halbe Periode lang, zur Verfügung steht, während die eigentliche Messung die andere Hälfte der Periode beansprucht. Da für die nötige Rückstellung des Integrators noch eine Zeit von $t_1' \dots t_2$ erforderlich ist, kann man bei den hier skizzierten Zeitvorgängen nur eine Phasenverschiebung bis etwa 170° messen. Zur Messung höherer Werte muß eine andere um einen konstanten Wert phasenverschobene Bezugsspannung verwendet werden. Das ist am Analogrechner ohne

weiteres möglich, da neben $\cos \omega t$ auch $\sin \omega t$ zur Verfügung steht. Es sei noch bemerkt, daß der bei der Phasenmessung mit diesem Gerät auftretende Fehler Null ist, wenn die Ansprechzeiten der Relais gleich den Abfallzeiten sind. Differenzen in diesen Zeiten ergeben unmittelbar einen entsprechenden Meßfehler.

3.3 Das Impulsverfahren

Mit den Mitteln des Analogrechners ist es möglich, die Übertragungsfunktion durch unmittelbare Anwendung der Laplacetransformation zu gewinnen. Wenn $a(t)$ die Antwort des Netzwerkes auf einen Diracstoß am Eingang ist, dann ist die Übertragungsfunktion

$$A(p) = \mathcal{L}[a(t)] = \int_0^\infty a(t) \cdot e^{-pt} dt$$

Speziell für die imaginäre Achse ist dann

$$\begin{aligned} A(j\omega) &= \int_0^\infty a(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \\ &= \int_0^\infty a(t) \cdot \cos \omega t dt - j \int_0^\infty a(t) \cdot \sin \omega t dt \\ &= P(\omega) + j Q(\omega) \end{aligned}$$

Speist man das am Analogrechner geschaltete System in geeigneter Weise so, daß am Ausgang $a(t)$ bis auf eine dimensionsbehaftete Konstante auftritt, dann erhält man durch Multiplikationen mit $\cos \omega t$ und $-\sin \omega t$ die beiden Integranden, durch anschließende Inte-

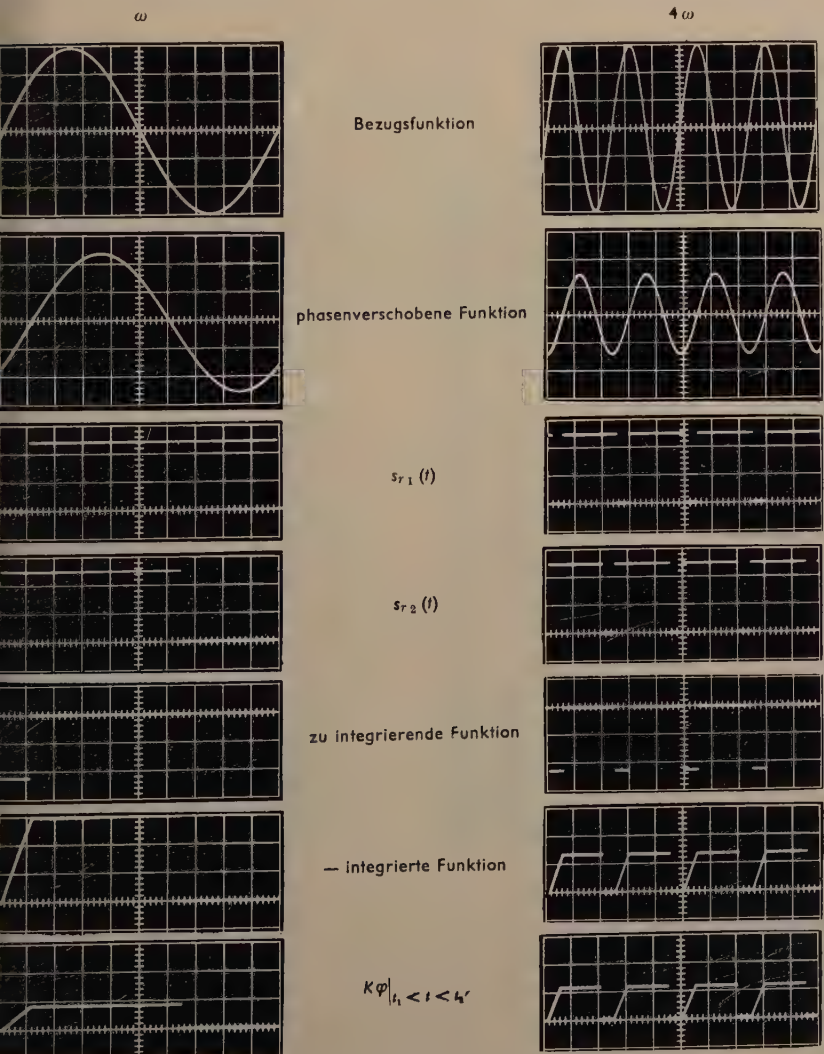


Bild 6b. Oszillogramme zu Bild 6a

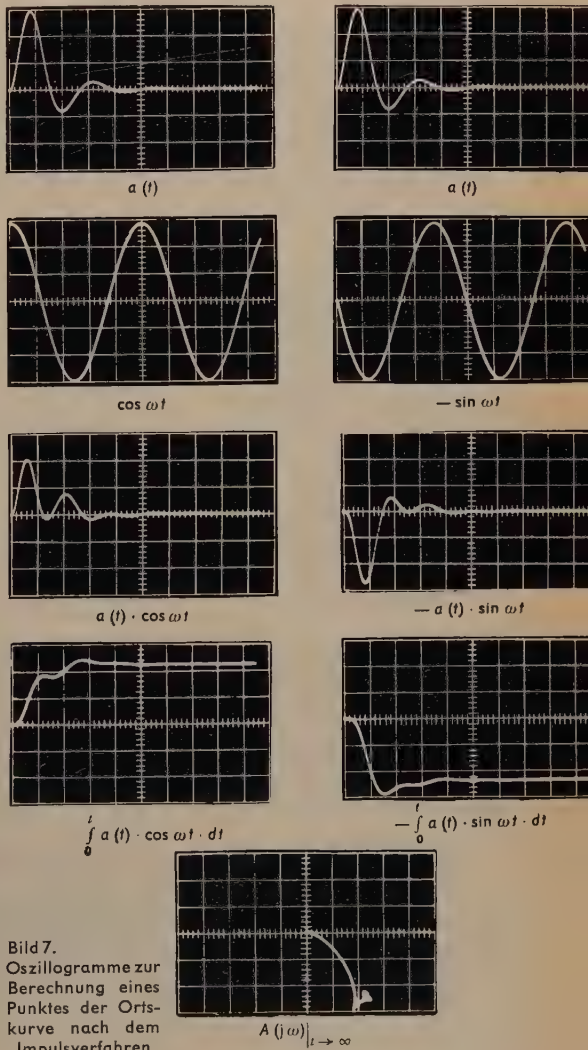


Bild 7. Oszillogramme zur Berechnung eines Punktes der Ortskurve nach dem Impulsverfahren

gration Real- und Imaginärteil der Übertragungsfunktion. Wenn die Funktion $a(t)$ rasch abklingt, dann ist es ohne Einfluß, daß die Integration praktisch natürlich nur über einen begrenzten Zeitbereich erfolgen kann. Die Oszillogramme im Bild 7 erläutern die Berechnung eines Punktes der Ortskurve. Die Grenzwerte der Kurven in der 4. Zeile des Bildes sind die gesuchten Werte Realteil und Imaginärteil. Man erkennt im letzten Oszillogramm des Bildes, daß der gesuchte Punkt der Ortskurve als Endpunkt einer in ihrem Verlauf nicht interessierenden Kurve gewonnen wird. Während bei den vorher beschriebenen Verfahren erst die Beendigung des Einschwingvorgangs abgewartet werden muß, wird hier der Einschwingvorgang selbst benutzt. Dabei ist eine strenge Synchronisation in dem Sinne nötig, daß der Koordinatenanfangspunkt ($t = 0$) für die Funktionen $\cos \omega t$ und $-\sin \omega t$ mit dem Augenblick der Impulserzeugung des Netzwerkes übereinstimmt. Das ist praktisch gut zu erreichen, wenn die Sinusspannung an einem repetierenden Analogrechner gewonnen wird. Jeder einzelne Punkt der Ortskurve wird mit einer besonderen Rechnung ermittelt, die ebenso lange wie $a(t)$ andauert. Wird zwischen den Einzelrechnungen die Frequenz erhöht (zum Beispiel dadurch, daß man $\omega(t)$ im Bild 1 eine entsprechende Treppenkurve durchlaufen läßt), dann erhält man den gewünschten Verlauf der Ortskurve. Im Gegensatz zum Abtastverfahren ist hier also keine stetige Messung möglich.

4. Beispiele

Als Beispiele seien die Ergebnisse einiger Frequenzgangmessungen gebracht. Bild 8 zeigt zunächst Ortskurve und Betrag der Übertragungsfunktionen einiger Polynom-Übertragungssysteme, die nach dem in [2] behandelten Verfahren aufgebaut wurden. Die Messung erfolgte nach dem Abtastverfahren. Bei den Potenzfiltern 3. bis 5. Grades sind die Ortskurven, beim Filter 5. Grades zusätzlich Real- und Imaginärteil sowie der Betrag der Übertragungsfunktion angegeben.

Die gleichen Messungen wurden für ein Tschebyscheff-Filter 5. Grades durchgeführt, das im Durchlaßbereich einen maximalen Reflexionsfaktor von 50% hat ($a_{B \max} = 0,144 N$). Die Meßkurven für Real- und Imaginärteil sowie für den Betrag der Übertragungsfunktion erscheinen bei tiefen Frequenzen als Treppenkurven. Hier ändert sich die Frequenz und damit die Abszisse der Funktion innerhalb einer Periode der Meßfunktion merklich. Wegen des Meßprinzips bleibt dagegen der Meßwert (die Ordinate) während dieser Zeit konstant. Im abfallenden Teil der Kurve ist die untere, im ansteigenden die obere Einhüllende dieser Treppenkurve die gesuchte Funktion. Bild 9 zeigt Messungen an einem Wellenparameterfilter 3. Grades bei verschiedenen Abschlußwiderständen. Es wurde am Analogrechner

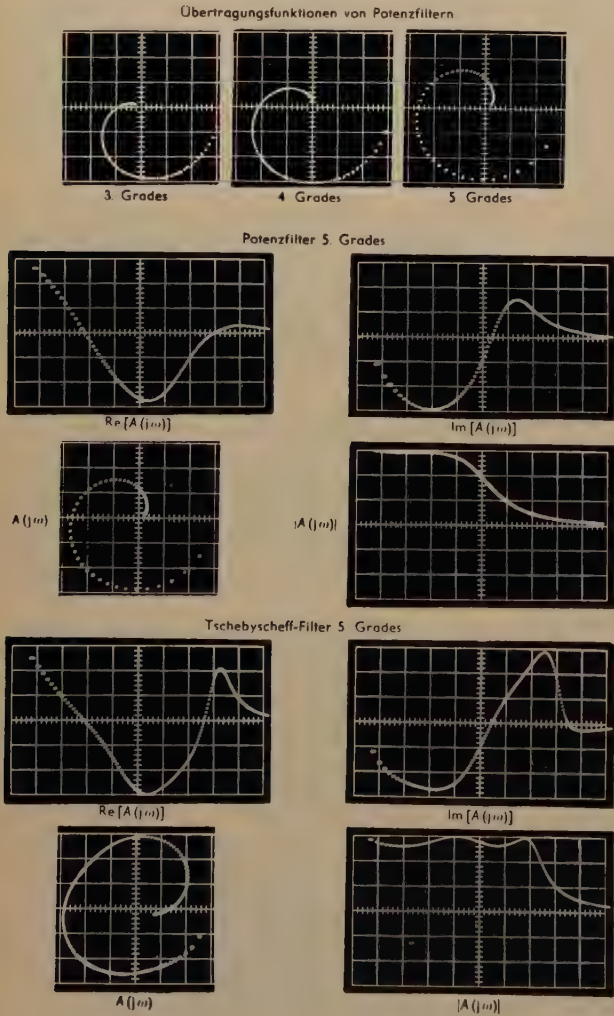


Bild 8. Messungen an Polynom-Übertragungssystemen

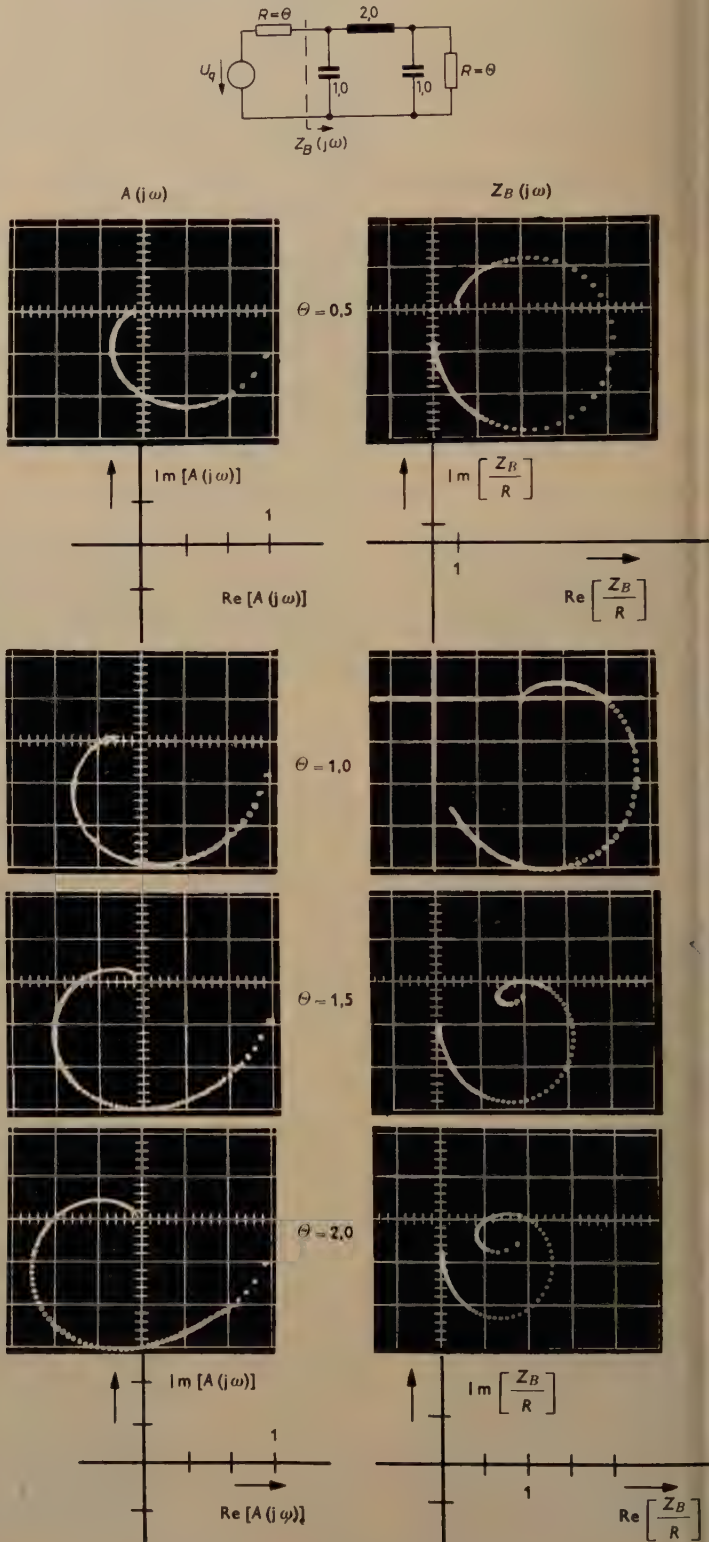


Bild 9. Messungen an einem Wellenparameterfilter 3. Grades

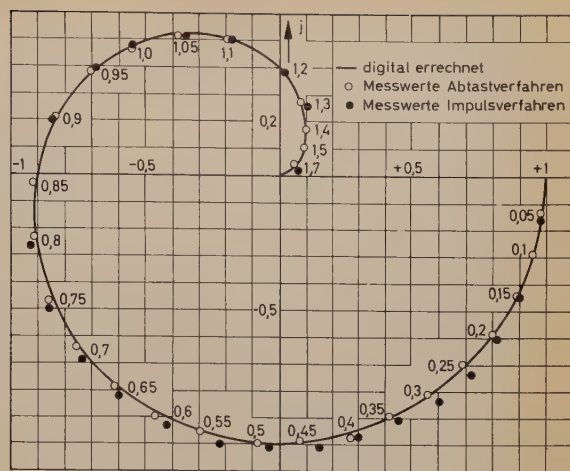
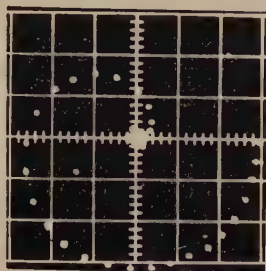
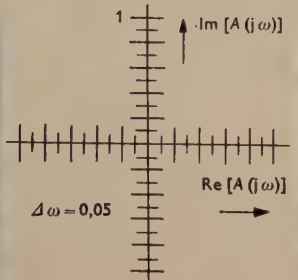
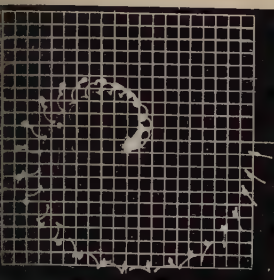
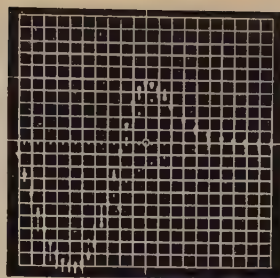
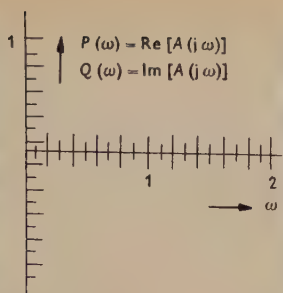
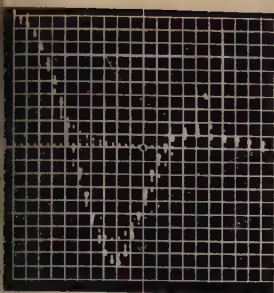


Bild 11. Vergleich der digital errechneten Ortskurve mit Werten nach dem Abtastverfahren und nach dem Impulsverfahren

Bild 10 (links). Real- und Imaginärteil sowie Ortskurve des Potenzfilters 5. Grades

nach dem in [1] behandelten Verfahren aufgebaut. Die Ortskurve $A(j\omega)$ läßt sich dann durch Messung der Ausgangsspannung, die Ortskurve des Eingangswiderstandes wie bei üblichen Netzwerken durch Messung der Spannung am Eingang bei Einspeisung mit konstantem Strom bestimmen. Die Kurven lassen den charakteristischen Verlauf von Übertragungsfunktion und Eingangswiderstand bei verschiedenen Abschlußwiderständen erkennen.

Das Potenzfilter 5. Grades wurde ebenfalls mit dem Impulsverfahren untersucht. Im Bild 10 sind Real- und Imaginärteil der Ortskurve sowie die Ortskurve selbst gezeigt. Man erkennt, wie jeder Punkt der Ortskurve durch eine getrennte Messung ermittelt wurde. Wird der Frequenz der Meßspannung zurückzuführen. Das Bild läßt erkennen, daß die erreichbare Genauigkeit bei beiden Verfahren kleiner als bei der üblichen Anwendung des Rechners zur Ermittlung von Zeit-

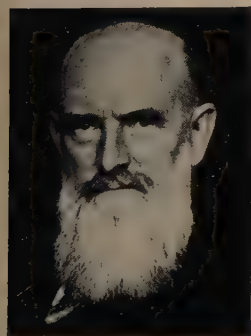
funktionen ist. Sie reicht aber in den meisten Fällen vollkommen aus, um einen Überblick über das Frequenzverhalten zu gewinnen.

Abschließend möchte der Verfasser Herrn Theenhaus danken, der in einer Studienarbeit das Gerät für das Abtastverfahren gebaut und damit die in den Oszillogrammen der Bilder 8 und 9 gezeigten Meßergebnisse gefunden hat.

Schrifttum

- [1] Schübler, W.: Die Darstellung kopplungsfreier Abzweigschaltungen am Analogrechner. Arch. elektr. Übertr. Bd. 14 (1960) S. 327–334
- [2] Schübler, W.: Schaltung und Messung von Übertragungsfunktionen am Analogrechner. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) S. 405–419
- [3] Johnson, C. L.: Analog computer techniques. New York 1956, McGraw Hill
- [4] Howe, R. M., u. Gilbert, E. G.: Trigonometric resolution in analog computers by means of multiplier elements. Trans. IRE electronic Computers Bd. EC-6 (1957) Nr. 2, S. 86–92
- [5] Paul, R. J. A., u. McFadden, M. H.: Measurement of phase and amplitude at low frequencies. Electronic Engng. Bd. 31 (1959) S. 142–149
- [6] Schneider, G.: Über die Nachbildung und Untersuchung von Abtastsystemen auf einem elektrischen Analogrechner. Elektron. Rechenanl. Bd. 2 (1960) S. 31–37
- [7] Schübler, W.: Zur Darstellung von Abzweigschaltungen am Analogrechner. Arch. elektr. Übertr. Bd. 15 (1961) Nr. 5, S. 215–226

(eingegangen am 16. Januar 1961)



Zum 100. Geburtstag von Robert Bosch

Als Sohn eines bauerlichen Gastwirts in der Nähe von Ulm wurde Robert Bosch am 23.9.1861 geboren. In Ulm besuchte er die Realschule, dann lernte er – vom Vater ermuntert und selbst ohne große Lust – bei einem „Optikus und Feinmechanikus“. Als fertiger Geselle kam er zu Schuckert in Nürnberg, Bergmann und Edison in New York sowie Siemens Brothers in England. Dann, vor fast genau 75 Jahren, am 15.11.1886, machte sich Bosch in der Heimat selbständig. In Stuttgart eröffnete er die Werkstatt für Feinmechanik und Elektrotechnik Robert Bosch. Aus dem Schwachstrominstallateur wurde bald ein Lieferant für elektrisches Kraftfahrzeugzubehör. 1901 etablierte sich der ursprüngliche Handwerksbetrieb als Elektrotechnische Fabrik Robert Bosch. Im Lieferprogramm der Firma standen bald neben elektrischem Kraftfahrzeugzubehör Einspritzausrüstungen für Motoren, Elektrowerkzeuge, Haushaltsmaschinen und anderes. Die Vergrößerung der Werksanlagen sowie

die Steigerung des Exports hielten Schritt mit der Zunahme der Bedeutung der Produktion für den allgemeinen technischen Standard.

Die Persönlichkeit des Unternehmers Bosch sieht man als wesentlich für den Erfolg seines Unternehmens an. Selbst war er kaum ein Erfinder, aber ein Mensch mit feinem Spürsinn für die technische Entwicklung. Für seine Mitarbeiter und Mitmenschen bewies der gut schwäbische Demokrat echtes Sozialempfinden. Erfolgreich hat er sich auch um die materielle Unterstützung der Nachwuchserziehung, der Wissenschaft und besonders der Medizin, der Volksbildung sowie anderer öffentlicher Aufgaben bemüht. Als Firmenchef zeigte er sich immer von der Wichtigkeit der Pflege der Exportbeziehungen überzeugt und war, wie das Ergebnis lehrt, bestrebt, die materielle Basis des Unternehmens zu erweitern.

Ein Geselle und ein Lehrling waren seine Helfer am Anfang, 45 Mitarbeiter zählte der Betrieb 1901, 11 Jahre später waren es 4500 und 1958 bereits über 50000. Zwischen den beiden letztgenannten Zahlen liegen allerdings zwei Weltkriege. Der erste brachte dem Unternehmen einen finanziellen Gewinn, der jedoch, da Bosch nicht am Krieg verdient haben wollte, der Öffentlichkeit gestiftet wurde. In die Zeit des zweiten Weltkrieges fielen 1942 der Tod des 82jährigen Robert Bosch und bald darauf der Verlust großer Teile der Werksanlagen. Nach dem Krieg gelang jedoch ein rascher Neuaufbau.

Heute schaffen rund 73000 Mitarbeiter in einigen Dutzend Werken, Verkaufshäusern sowie Tochter- und Beteiligungsgesellschaften im In- und Ausland. Unter anderem setzt sich das Gesamtangebot des Firmenverbandes aus folgenden Warengruppen zusammen: elektrisches Kraftfahrzeugzubehör, Haushaltsgeräte und Elektrowerkzeuge (Bosch), Rundfunk- und Fernsehempfänger (Blaupunkt), Filmprojektoren und Schmalfilmgeräte (Kinobauer), Gasöfen (Junkers & Co.), Antennen sowie Blitz- und elektromedizinische Geräte (Deutsche Elektronik), Fernsehkameras und -studioeinrichtungen (Fernseh GmbH), Batterieladegeräte, Haarschneidemaschinen, Leuchten und elektronische Steuerungen (Eisemann).

E. PFEIFFER und
O. GENTNER

Die Kollektorschaltung als Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

DK 621.375.4

Zur Realisierung eines hohen Eingangswiderstandes bei Transistorverstärkern eignet sich die Kollektorschaltung. Ausgehend von den h -Parametern für die Emitterschaltung, werden der Eingangswiderstand der Kollektorschaltung und sein maximal erreichbarer Wert berechnet. Das Frequenzverhalten des Eingangswiderstandes und seine Grenzfrequenzen werden, ausgehend von den Kenngrößen des Giacoletto-Ersatzschaltbildes, berechnet und mit Messungen verglichen. Es zeigt sich, daß — vor allem bei kapazitiver Belastung — bei höheren Frequenzen der Eingangsleitwert der Stufe negative Werte annimmt und so zur Selbsterregung führen kann.

Bei Röhrenverstärkern wird der Eingangswiderstand bei nicht zu hohen Frequenzen vorwiegend vom Gitterableitwiderstand bestimmt, dessen Wert im allgemeinen bei einigen Megohm liegt und dem die Röhren- und die Schaltkapazität von etwa 10 pF parallelgeschaltet sind. Im Gegensatz zum Röhrenverstärker liegt der Eingangswiderstand eines Transistorverstärkers, dessen Transistor in der Eingangsstufe in Emitterschaltung arbeitet, bei nur einem bis einigen Kilohm, parallel dazu liegt eine Kapazität von einigen hundert Picofarad. Für viele Anwendungen werden nun aber Transistorschaltungen benötigt, deren Eingangswiderstand die Größenordnung desjenigen von Röhrenschaltungen erreicht. In einigen Fällen, wie zum Beispiel bei Verstärkerstufen, die von einem piezoelektrischen Geber angesteuert werden, ist dabei die Größe des Eingangswiderstandes von primärer Bedeutung, während die Eingangskapazität des Verstärkers nicht extrem klein zu sein braucht, da der Geber selbst eine große Eigenkapazität hat. Bei Oszillografenverstärkern oder Verstärkervoltmetern muß dagegen auch die Eingangskapazität möglichst klein gehalten werden. Im folgenden soll untersucht werden, wie weit die Forderung nach hohem Eingangswiderstand und kleiner Eingangskapazität mit Transistoren in Kollektorschaltung verwirklicht werden kann.

Betrachtet man den Transistor in Emitterschaltung als Vierpol V' , dann kann durch Hinzuschalten des Rückkopplungsvierpols V'' der neue Vierpol V gebildet werden, dessen Eingangswiderstand R_1 vom Eingangswiderstand R_1' des Vierpols V' abweicht. Hierbei ist R_1 größer als R_1' , wenn V'' so gewählt und mit V' zusammengeschaltet wird, daß sich entweder eine Parallelmitkopplung oder eine Reihengegenkopplung ergibt. Die Mitkopplung erhöht, die Gegenkopplung verringert dabei den Einfluß von Änderungen der Übertragungseigenschaften des Vierpols V' auf die Übertragungseigenschaften des Vierpols V . Daher wird im allgemeinen die Gegenkopplung bevorzugt. Eine der einfachsten Möglichkeiten für V'' ist ein Vierpol, der nur einen Querwiderstand enthält. Um diesen Vierpol in der geforderten Weise, so daß eine Reihengegenkopplung entsteht, mit V' zusammenzuschalten, gibt es die beiden im Bild 1 gezeigten Schaltungen. Sie entsprechen der Emitterschaltung mit Gegenkopplungswiderstand in der Emitterleitung beziehungsweise der Kollektorschaltung. Beschreibt man den Transistorvierpol V' mit seinen Vierpolgleichungen unter Verwendung der h_e -Parameter, dann ergibt sich bei der Kol-

lektorschaltung links im Bild 1 der Eingangswiderstand des neuen Vierpols V nach den Rechenverfahren der Vierpoltheorie [1] zu

$$R_1 = \frac{h_{11e} + R_E(\Delta h + 1 + h_{21e} - h_{12e})}{1 + h_{22e} R_E} \quad (1)$$

$$\Delta h = h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e}; \quad \frac{1}{R_E} = \frac{1}{R_{E'}} + \frac{1}{R_L}$$

Im allgemeinen sind Δh und h_{12} klein gegen h_{21} , so daß mit guter Näherung

$$R_1 = \frac{h_{11} + R_E(h_{21} + 1)}{1 + h_{22} R_E} \quad (2)$$

gilt. Bei nicht zu großen Werten von R_E , bei denen $R_E \cdot h_{22} \ll 1$, vereinfacht sich Gl. (2) zu der Faustformel

$$R_1 \approx h_{11} + R_E(h_{21} + 1) \quad (3)$$

Geht man mit R_E zu immer größeren Widerstandswerten über, so daß schließlich $\frac{h_{11}}{R_L} \ll h_{21}$ und $\frac{1}{R_L} \ll h_{22}$, dann nimmt R_1 den maximalen Wert

$$R_{1\max} = \frac{h_{21} + 1}{h_{22}} \quad (4)$$

an. Der mit einem Transistor in Kollektorschaltung maximal erreichbare Eingangswiderstand hängt also nur von der Kurzschluß-Stromverstärkung h_{21e} und dem Ausgangs-Leerlaufleitwert h_{22e} des Transistors im gewählten Arbeitspunkt ab. Beide Größen sind arbeitspunktabhängig; h_{22} ändert sich etwa proportional dem Kollektorstrom und nimmt mit steigender Kollektorspannung ebenfalls zu, h_{21} ist in einem weiten Bereich wenig von Kollektorstrom und -spannung abhängig, nimmt jedoch bei sehr kleinen Kollektorströmen rasch ab, wenn der Emitterstrom gegen Null geht. Für $R_{1\max}$ ergeben sich daher bei kleinen Kollektorströmen ausgeprägte Maxima, wie Bild 2 zeigt.

Das Rechnen mit den h -Parametern des Transistors gibt jedoch keinen Aufschluß über das Frequenzverhalten von R_1 . Um das zu untersuchen, betrachtet man das Ersatzschaltbild des Transistors nach Giacoletto [2] in einer für die Kollektorschaltung umgezeich-

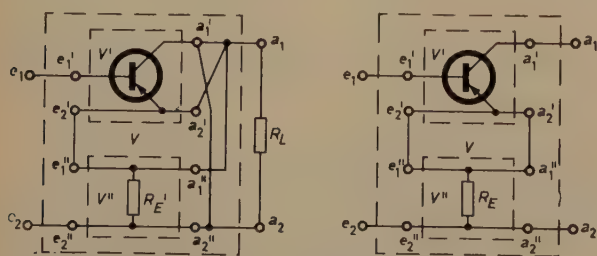


Bild 1. Kollektorschaltung (links) und gegengekoppelte Emitterschaltung (rechts) in Vierpol-darstellungen

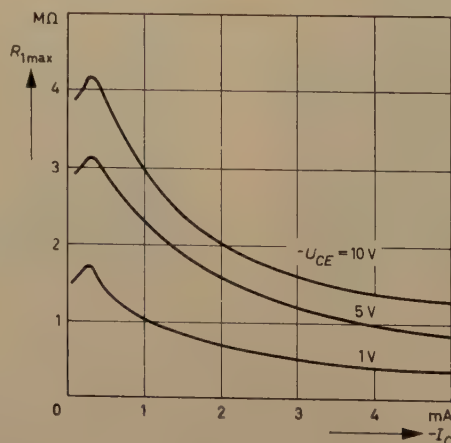
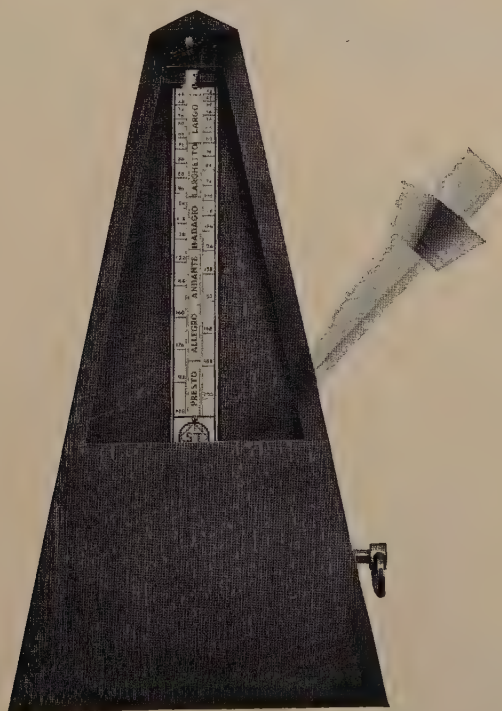


Bild 2. Bei der Kollektorschaltung maximal erreichbarer Eingangswiderstand $R_{1\max}$ als Funktion des Arbeitspunktes (TF 65)

Zugegeben, dieser Frequenzgenerator hat seine Grenzen, aber sein Frequenzbereich ist wichtig. Frequenzen unterhalb des Hörbereichs hinunter bis zu Bruchteilen von 1 Hz treten oft in der Seismologie, Ozeanographie, Meteorologie, im Schiffbau und bei Großanlagen wie Gebäuden, Brücken und schweren Maschinen auf. Nicht die Erzeugung dieser Frequenzen, sondern ihre Aufzeichnung und Analyse stellen ein Problem dar. Das Magnetband ist hierfür die ideale Lösung. AMPEX-Magnetbandgeräte z. B. können mit Hilfe des Frequenzmodulationsverfahrens Frequenzen von 0 bis 20000 Hz mit hoher Amplitudengenauigkeit aufzeichnen. Natürlich kann man sehr niedrige Frequenzen auch mit einem Tintenschreiber registrieren, aber es ist nicht einfach, diese Information anders als visuell auszuwerten. Selbst dann ist es schwierig, alle die niedrigen Frequenzen zu erkennen, aus denen sich die Wellenform zusammensetzt. Bei dem Magnetband-Aufzeichnungsverfahren dagegen bleiben die komplexen Schwingungen in ihrer elektrischen Form erhalten. Sehr niedrige Frequenzen können vervielfacht werden und damit in den Arbeitsbereich eines üblichen Frequenzanalysators gebracht werden, indem man bei niedriger Bandgeschwindigkeit aufnimmt und bei hoher Bandgeschwindigkeit wiedergibt. Durch aufeinanderfolgende Wiederaufnahmen lassen sich Frequenzvervielfachungen von 32768 und mehr erreichen. Die Datenspeicherung in elektrischer Form hat auch andere Vorteile. Elektrische Signale können zur Analyse und zu Korrelationsuntersuchungen direkt in moderne Rechenanlagen eingespeist oder ihr optisches Bild mit Hilfe von Kathodenstrahloszillographen beliebig oft betrachtet werden. Die Signale können sogar dazu dienen, Testgeräte, wie z. B. Rütteltische, zu steuern und damit die Wirkung komplexer Frequenzgemische auf Ihre Industrieprodukte festzustellen. Falls Sie nähere Informationen über die Magnetbandtechnik zur Lösung Ihrer Datenspeicherungsprobleme wünschen, verlangen Sie bitte die technischen Unterlagen Nr. 1 bei Ampex International S. A., 1 Rue des Pilettes, Fribourg, Schweiz.

AMPEX



Frequenzgenerator

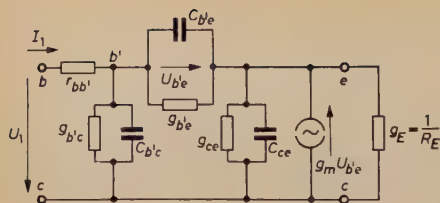


Bild 3. Ersatzschaltbild eines Transistors in Kollektorschaltung nach Giacioletto

neten Form (Bild 3). Dieses Ersatzschaltbild mit frequenzunabhängigen Elementen ist bis in den Bereich der α -Grenzfrequenz des Transistors gültig. Mit den Maschengleichungen erhält man hieraus für den Eingangsleitwert

$$g_1 = \frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{g_E + g_m} \left[g_m (1 - \alpha_0) (g_E + g_{ce}) + \omega^2 \left(C_{b'e}^2 \frac{g_E + g_{ce}}{g_E + g_m} - C_{b'e} \cdot C_{ce} \right) \right] + g_{b'e} + j\omega \left\{ \frac{1}{g_E + g_m} \left[C_{b'e} (g_E + g_{ce}) + g_m (1 - \alpha_0) C_{ce} + \omega^2 \frac{C_{ce} C_{b'e}^2}{g_E + g_m} \right] + C_{b'e} \right\} \quad (5)$$

Hierbei wurden folgende Vernachlässigungen gemacht:

$$1 - \alpha_0 \ll 1; C_{ce} \ll C_{b'e}; g_{ce} \ll g_m; \omega \ll \frac{g_m}{C_{b'e}} = \omega_e,$$

wobei ω_e , die Grenzfrequenz von $g_{b'e}$, etwa beim 0,8fachen der α -Grenzfrequenz des Transistors liegt. Außerdem wurde die theoretische Beziehung $g_{b'e} = (1 - \alpha_0) g_m$ verwendet [3], die im allgemeinen in guter Übereinstimmung mit den gemessenen Transistordaten liegt.

Trotz aller Vernachlässigungen ist Gl. (5) noch sehr unübersichtlich. Dennoch ist leicht zu sehen, daß sich g_1 als Parallelschaltung eines reellen mit einem kapazitiven Leitwert darstellen läßt, wobei jedoch Leitwert und Kapazität frequenzabhängige Anteile enthalten. Unterhalb der β -Grenzfrequenz $f_\beta = (1 - \alpha_0) f_\alpha$ können diese Anteile jedoch vernachlässigt werden. Bild 4 zeigt die berechneten und gemessenen

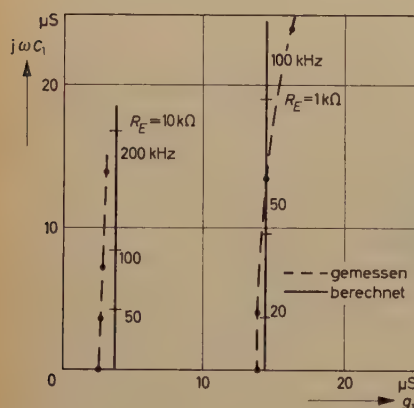


Bild 4. Ortskurven des Eingangsscheinleitwertes der Kollektorschaltung für zwei verschiedene Werte von R_E (Transistor OC 400)

Ortskurven des Eingangsscheinleitwertes (Transistor OC 400) für zwei verschiedene Werte von R_E . Obwohl für die Berechnung nur die Mittelwerte der Transistorparameter nach dem Datenblatt verwendet wurden, zeigt sich eine recht gute Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung.

Bei Frequenzen oberhalb von f_β macht sich das frequenzabhängige Glied im Realteil von g_1 bemerkbar, so daß vor allem bei kleinen Werten von R_E der Leitwert zunimmt. Ist jedoch $g_{ce}/g_m < C_{ce}/C_{b'e}$, dann kann das frequenzabhängige Glied für große Werte von R_E negativ werden und damit auch für höhere Frequenzen der Realteil von g_1 . Der gleiche Fall tritt ein, wenn parallel zum Lastleitwert $g_E = \frac{1}{R_E}$ die Kapazität C_E liegt. Das ist stets dann der Fall, wenn auf die Kollektorstufe weitere Kollektorstufen oder Emitterstufen folgen. Hat die Spannungsquelle, die den Verstärker steuert, einen induk-

tiven Innenwiderstand, dann kann der negative Eingangsleitwert eine Instabilität hervorrufen. Das ist leicht einzusehen, wenn man Bild 3 so umzeichnet, daß sich die Darstellung eines Colpitts-Oszillators ergibt (Bild 5) [3].

Für $\omega = 0$ wird

$$g_1 = g_{10} = (1 - \alpha_0) g_m \frac{g_E + g_{ce}}{g_E + g_m} + g_{b'e} \quad (6)$$

Nimmt R_E sehr große Werte an, so daß $g_E \ll g_{ce} < g_m$, dann geht Gl. (6) über in

$$g_{10} = g_{10 \min} = (1 - \alpha_0) g_{ce} + g_{b'e} \quad (7)$$

Das entspricht Gl. (4), wenn man mit h -Parametern rechnet. Um zu beurteilen, bis zu welchen Frequenzen die Kollektorschaltung zur Erreichung eines hohen Eingangswiderstandes sinnvoll verwendbar

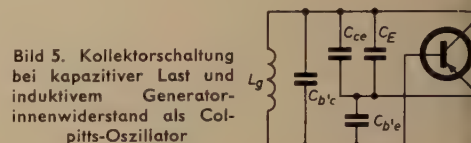


Bild 5. Kollektorschaltung bei kapazitiver Last und induktivem Generatorinnenwiderstand als Colpitts-Oszillator

ist, kann man die Grenzfrequenz des Eingangsleitwertes f_{g1} heranziehen. Es handelt sich dabei um die Frequenz, bei der der Blindanteil von g_1 gleich dem Realteil geworden ist. Da $f_{g1} < f_\beta$, können das frequenzabhängige Glied im Realteil und das Glied mit ω^3 im Imaginärteil von g_1 vernachlässigt werden. Damit ergibt sich

$$\omega_{g1} = \frac{(1 - \alpha_0) g_m (g_E + g_{ce}) + g_{b'e} (g_E + g_m)}{C_{b'e} (g_E + g_{ce}) + (1 - \alpha_0) g_m C_{ce} + C_{b'e} (g_E + g_m)} \quad (8)$$

Für kleine Werte von R_E , bei denen $g_E \gg g_m > g_{ce}$, wird

$$\omega_{g1} = \frac{(1 - \alpha_0) g_m + g_{b'e}}{C_{b'e} + C_{b'c}} \approx (1 - \alpha_0) \frac{g_m}{C_{b'e}} = (1 - \alpha_0) \omega_e \quad (9)$$

Für große Werte von R_E , bei denen $g_E \ll g_{ce} < g_m$, wird

$$\omega_{g1} = \frac{(1 - \alpha_0) g_{ce} + g_{b'e}}{C_{b'e} \frac{g_{ce}}{g_m} + (1 - \alpha_0) C_{ce} + C_{b'e}} \quad (10)$$

Im Bild 6 sind die berechneten und gemessenen Werte von g_{10} und f_{g1} für einen Transistor OC 400 als Funktion von R_E gezeichnet. Prinzipiell lassen sich also mit einer Kollektorstufe Eingangswiderstände und Eingangskapazitäten erreichen, die mit denen normaler

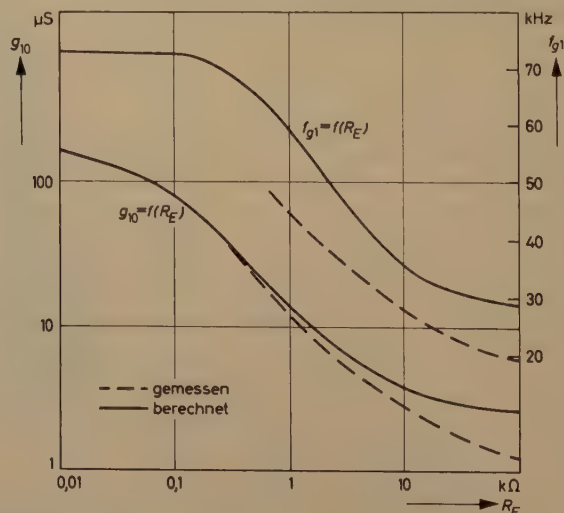
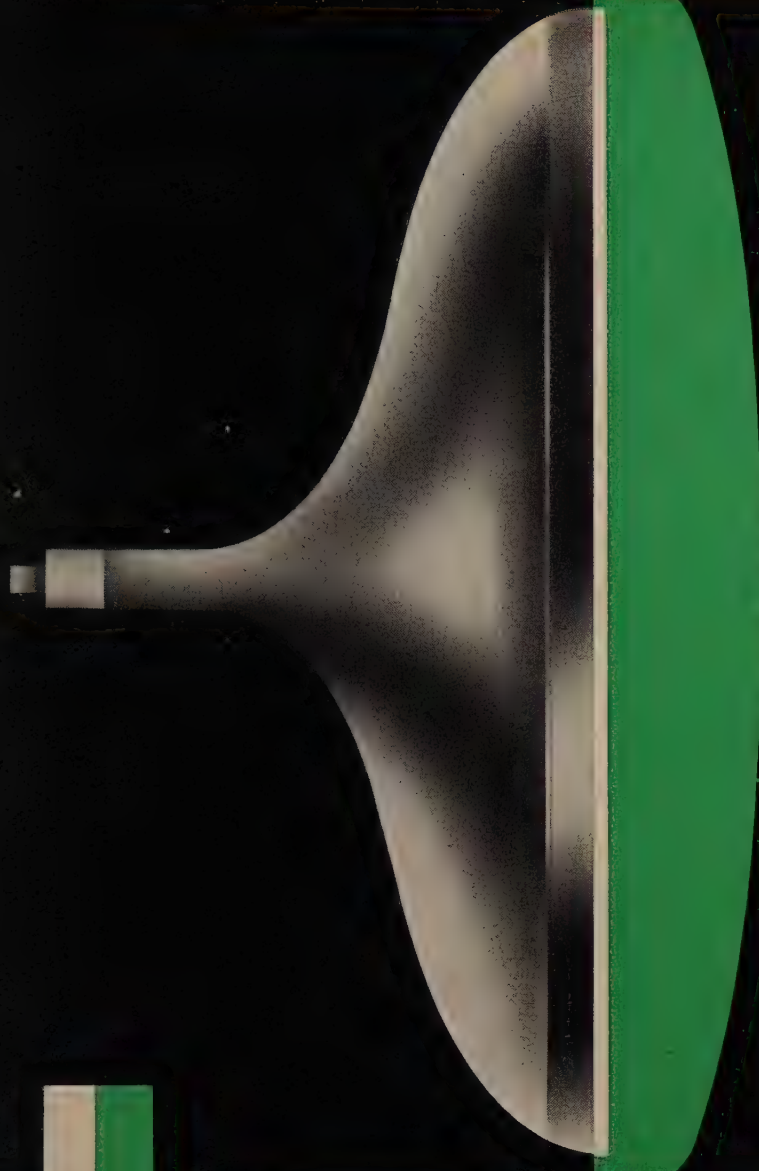
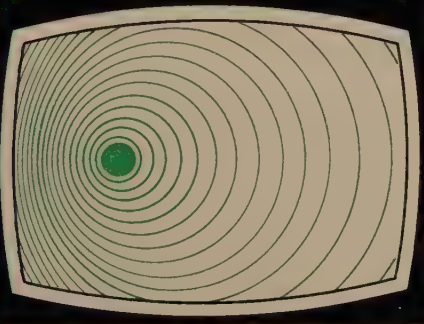


Bild 6. Eingangsleitwert g_{10} und Grenzfrequenz f_{g1} des Eingangsleitwertes als Funktion des Widerstandes R_E



SYLVANIA

"BONDED SHIELD" FERNSEHBILDRÖHREN



bieten 7 entscheidende Vorteile gegenüber dem konventionellen Bildröhrentyp:

- Bessere Bildqualität
- Erhöhten Kontrast
- Stark verminderte Blendwirkung
- Reflex-freies Bild auch bei hellem Umgebungslicht durch zusätzlichen "Velvetone"-Schutzbelag
- Absolute Sicherheit vor Splittergefahr bei Implosion
- Vereinfachte Montage
- Leichtere Möglichkeit moderner Formgestaltung des Geräts

Die Pionierleistung von Sylvania in der Entwicklung des "Bonded-Shield"-Verfahrens sichert dem Produkt seine überlegene Qualität.

Mit heute 47 eigenen Fabriken und 27 Forschungslaboratorien genießt das Unternehmen in der internationalen Fachwelt den Ruf des Schrittmachers in der Erzeugung von elektronischen Produkten und Leuchtmitteln für höchste Ansprüche.

* "Bonded-Shield" = aufgeleimtes Schutzglas
Auch Kathodenstrahlröhren für Industrie- und Militärzwecke sind jetzt in Sylvania "Bonded-Shield"-Ausführung erhältlich.

SYLVANIA

International

Division of **GENERAL TELEPHONE & ELECTRONICS INTERNATIONAL**

Europäischer Hauptsitz: 40, Rue du Rhône Genf/Schweiz



Röhrenschaltungen vergleichbar sind. Vielfach wird man jedoch zwei Kollektorstufen in Reihe schalten müssen, um einen Eingangswiderstand der Größenordnung Megohm zu erhalten, wenn der nachfolgende Verstärker Transistoren in Emitterschaltung enthält und daher einen kleinen Eingangswiderstand hat. Störend macht sich außerdem bemerkbar, daß der Innenwiderstand des Spannungsteilers zur Erzeugung der Basisvorspannung dem Eingangswiderstand der Kollektorstufe parallel liegt. Aus Gründen der Temperaturstabilisierung kann dieser Widerstand nicht beliebig groß gewählt werden. Bei Wechselspannungsverstärkern kann man seinen Einfluß jedoch stark herabsetzen, wenn man eine Schaltung anwendet, die in der englischsprachigen Literatur als „bootstrapping“¹⁾ [4] bezeichnet wird. Die Wirkungsweise zeigt Bild 7. Hier ist U_2 eine Urspannungsquelle, die von U_1 gesteuert wird, so daß $U_2 = q U_1$. Der Eingangswiderstand wird dann

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R}{1-q};$$

für $q < 0$ wird $R_1 < R$ (Gegenkopplung, Miller-Effekt)

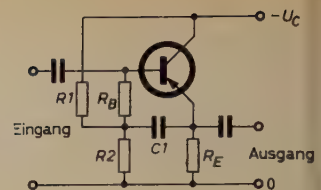
für $0 < q < 1$ wird $R_1 > R$ („bootstrapping“, Mitlauf-Schaltung)

für $q > 1$ wird $R_1 < 0$ (Mitkopplung, Gefahr der Instabilität)

¹⁾ „Boostraps“ sind die Laschen am Schafte eines Rohrstiefels. Die etwas seltsame Bezeichnung für diese Schaltung erklärt sich aus der Redensart „he pulled himself out by his own bootstraps“ (er hat sich an den eigenen Stiefellaschen aus dem Sumpf gezogen, d. h., er hat sich selbst geholfen), die ja tatsächlich in etwas drastischer Art die Wirkungsweise der Schaltung beschreibt. Sinngemäß müßte man im Deutschen diese Schaltung daher als „Münchhausen-Schaltung“ bezeichnen, da sich Baron Münchhausen auch einmal an eigenen Zopf aus dem Sumpf gezogen haben soll. Die Verfasser möchten trotzdem lieber die Bezeichnung „Mitlauf-Schaltung“ vorschlagen.



Bild 7. (oben) Zur Wirkungsweise des „bootstrapping“. Bild 8 (rechts). Kollektorschaltung mit „bootstrapping“ zur Verringerung des Einflusses von R_B



Beim „bootstrapping“ handelt es sich also im Prinzip um eine Parallel-Mitkopplung, die für alle Generatorwiderstände stabil ist, weil der Rückkopplungsfaktor stets kleiner als Eins bleibt. Da bei der Kollektorstufe die Ausgangsspannung mit der Eingangsspannung in Phase ist und die Spannungsverstärkung V nur wenig kleiner als Eins ist, kann man nach Bild 8 den Widerstand R_B über C_1 wechselfspannungsmäßig mit dem Emitter verbinden und dadurch den dynamischen Widerstand von R_B

$$R_B' = \frac{R_B}{1-V}$$

um ein bis zwei Zehnerpotenzen erhöhen. Allerdings liegen R_1 und R_2 parallel zu R_B' , so daß sie nicht beliebig klein wählbar sind.

Schrifttum

- [1] ● Feldtkeller, R.: Einführung in die Vierpoltheorie. Stuttgart 1953, Hirzel
- [2] ● Dosse, J.: Der Transistor. 3. Aufl. München 1959, Oldenbourg
- [3] ● Dewitt, D., u. Rossoff, A. L.: Transistor Electronics. New York 1957, McGraw-Hill
- [4] Keen, A. W.: Bootstrap circuit technique. Electronic & Radio Eng. Bd. 35 (1958) S. 345

(eingegangen am 5. Dezember 1960)

Mitteilung aus dem Institut für Meß- und Prüftechnik, Berlin-Adlershof

H. VÖLZ

Kanalkapazität des Ohres und optimale Anpassung akustischer Kanäle*

Zunächst werden die bekannten Untersuchungen für die Informationstheorie des Ohres und des akustischen, insbesondere des Magnetkanals, zusammenfassend referiert. Hierauf lassen sich zwei Betrachtungsweisen aufbauen. Wird das Ohr als akustischer Kanal betrachtet, so kann es durch eine übliche Kanalkapazitätsangabe gekennzeichnet werden. Eine neue Abschätzung nach der Gleichung für den Magnetbandkanal wird gegeben. Umgekehrt kann man das Ohr als Bezugspunkt wählen. Dieser Weg führt zur Anpassung elektroakustischer Übertragungskanäle an das Ohr und gestattet, die notwendige und mögliche technische Weiterentwicklung abzugrenzen. Einige Möglichkeiten werden aufgezeigt.

1. Einleitung

Ein wichtiges Kriterium für alle technischen Anwendungen ist ihr Wirkungsgrad. In der Nachrichtentechnik liefert hierzu die Informationstheorie die notwendigen Grundlagen. Da in vielen Fällen das Ohr das Ende der Nachrichtenkette ist, liegt es nahe, das Ohr in diese Betrachtungen mit einzubeziehen oder sie darauf zu normieren. Im ersten Fall werden dem Ohr Daten eines Nachrichtenkanals zugeordnet, während die zweite Betrachtungsweise zu einer optimalen Anpassung der akustischen Kanäle an das Ohr führt. Beides ist gleich wichtig und soll in diesem Beitrag behandelt werden.

2. Die Kanalkapazität technischer Übertragungskanäle

Für die Qualität akustischer Übertragungen ist die Kapazität des benutzten Übertragungskanals eine grundlegende Größe. Sie gibt die maximale Anzahl der je Sekunde fehlerfrei übertragbaren Zweierschritte an und hat die Dimension bit s^{-1} .

Alle Übertragungskanäle unterliegen Störungen, wodurch jeder übertragene Wert am Ausgang etwas unsicher erscheint. Dadurch existiert

eine nur endliche Anzahl unterscheidbarer Amplitudenstufen AS , die über den dyadischen Logarithmus mit den Zweierschritten Z verknüpft sind

$$Z = \text{ld } AS \quad (1)$$

Bei der Bandbreite B hat der Kanal eine Einschwingzeit von $\frac{1}{2B}$, die Kanalkapazität ist dann

$$C = 2BZ = 2B \text{ld } AS \quad (2)$$

Die einfachen „klassischen“ Kanäle sind durch ihre Störspannung U_s und die größte noch genügend verzerrungsfrei übertragbare Spannung U_g hinreichend gekennzeichnet. Das Verhältnis beider Spannungen ist dann gleich der Anzahl der unterscheidbaren Amplitudenstufen

$$AS_k = \frac{U_g}{U_s} \quad (3)$$

Nicht alle Kanäle sind so einfach, daß für sie diese Gleichung gilt. Ein typisch abweichendes Beispiel ist der Magnetbandkanal, der vom informationstheoretischen Standpunkt dem Ohr sehr ähnlich ist.

Am Ausgang des Magnetbandkanals erscheint neben der Grundstörspannung U_s noch eine davon unabhängige, statistisch schwankende Störung, deren Amplitude der Signalspannung direkt proportional ist. Dieser Einfluß wird daher als störende Amplitudenmodulation bezeichnet und durch den Modulationsgrad m rechnerisch berücksichtigt. Der Momentanwert u einer Spannung kann bei der Wiedergabe innerhalb des Bereiches $u(1-m) \dots u(1+m)$ schwanken. Für die n -te Amplitudenstufe gilt daher der Ansatz [7]

$$(1+m)u_{n+1} = (1+m)u_n + U_s \quad (4)$$

* Erweiterte Fassung eines Vortrages, gehalten anläßlich der Arbeitstagung „Biophysik“ am 16. November 1960 in Berlin.



BREITBAND-SPANNUNGSMESSER SM-1 u. SM-2

10 (2) Hz ... 1 MHz 0,1 mV ... 300 V

Spannungsmessungen

- mit symmetrischem und Tastkopf-Eingang
- mit kleinster Gesamt-Meßunsicherheit
- mit kleinstem Frequenzgangfehler im gesamten Meßbereich
- mit großem Meßumfang
- mit Möglichkeiten zur Registrierung, zur Digitalanzeige, zum Drucken des Meßergebnisses und mit Filteranschluß

Der **Filteranschluß** des Breitband-Spannungsmessers SM-1 ermöglicht die Zwischenschaltung getrennt lieferbarer Oktav-, Terz-, Bewertungs-, Hoch- und Tiefpaßfilter, deren mittlere Grunddämpfung bis 7 db eingeeicht werden kann. Der Breitband-Spannungsmesser SM-1 ist somit auch für selektive Pegel-, Brücken-, Klirrfaktor- und Geräuschspannungsmessungen geeignet.

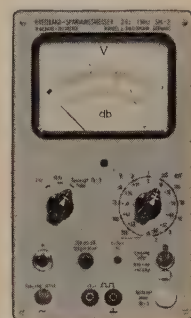
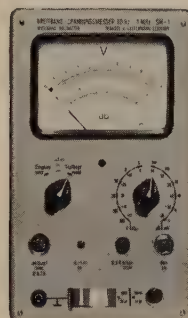
Die **reine Mittelwertanzeige** führt auch bei verzerrter Kurvenform und beliebigen Phasenbeziehungen zwischen Grundwelle und Oberwelle zu eindeutigen Ergebnissen. Die hohe Meßgenauigkeit wird nicht durch kurvenformabhängige Anzeigefehler beeinträchtigt.

Der **symmetrische Eingang** des Breitband-Spannungsmessers SM-1 ist übertragerlos und bis 1 MHz hochohmig.

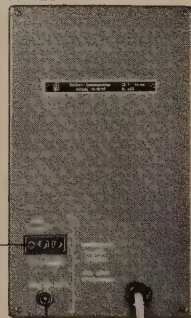
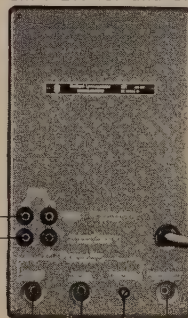
In der angegebenen **Meßunsicherheit** sind die Fehler der Spannungsteiler, deren Alterung, die Temperaturabhängigkeit zwischen +18° C und +28° C Außentemperatur und die Netzspannungsabhängigkeit der Anzeige für ± 10% Netzspannungsschwankungen (ohne Nacheichung) enthalten. Der Nennfrequenzbereich ist für einen zulässigen Frequenzgangfehler von ± 2% definiert.

Es sind verschiedene Anschlußmöglichkeiten für **Registriergeräte** vorgesehen: ein Wechselspannungsausgang und zwei Gleichspannungsausgänge mit sehr linearer Kennlinie für einen Linienschreiber bzw. für Digitalanzeige oder -Druck.

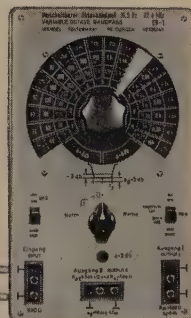
Langlebensdauerrohre garantieren hohe Betriebssicherheit.



Breitband-Spannungsmesser SM-1 BN 107 und SM-2 BN 128



Breitband-Spannungsmesser SM-1 und SM-2, Rückansicht 1. Linienschreiber, 2. Eichspannung, 3. Filtereingang, 4. Filterausgang, 5. Grunddämpfungsausgleich, 6. Wechselspannung, 7. Digitalgeräte, 8. Linienschreiber



Breitband-Spannungsmesser SM-1 mit angeschlossenerm Oktavbandpaß OB-1 für selektive Messungen

	SM-1 10 Hz ... 1 MHz	SM-2 2 Hz ... 1 MHz
Frequenzbereich (Frequenzgang max. ± 2%)	10 Hz ... 1 MHz	2 Hz ... 1 MHz
Meßbereich (Vollausschlag)	1 mV ... 300 V	1 mV ... 300 V
kleinste meßbare Spannung	0,1 mV	0,1 mV
Eingänge symmetrisch	1 MΩ 25 pF	—
unsymmetrisch	0,5 MΩ 45 pF	5 MΩ 25 pF
Tastkopf TK-1 (20 MΩ 6 pF)	1 mV ... 3 V (ab 10 Hz)	1 mV ... 3 V (ab 10 Hz)
Tastkopf TK-2 (8 pF)	—	10 mV ... 300 V (ab 10 kHz)
Meßunsicherheit*	≤ ± 3%	≤ ± 1,5%
Filteranschluß	600 Ω	—
Ausgänge Eichspannung	1 V	1 V
Wechselspannung	0,33 V	0,4 V
Linienschreiber	175 mV —	300 mV/0,6 mA —
Digitalgeräte	—	1 V —

* einschließlich Teiler-, Temperatur- und Netzschwankungsfehler ohne Nacheichen.

Fordern Sie ausführliche Prospektunterlagen.
Beide Geräte sind z. Zt. kurzfristig lieferbar.

WANDEL u. GOLTHERMANN

Reutlingen/Württ.

Für die mögliche Anzahl unterscheidbarer Amplitudenstufen folgt daraus (hier nicht abgeleitet)

$$AS = \frac{\log\left(\frac{U_g}{U_s} + \frac{1}{2m}\right) - \log\left(1 + \frac{1}{2m}\right)}{\log(1+m) - \log(1-m)} + 1 \quad (5)$$

Wegen der Kleinheit von m und wegen

$$U_s \ll 2mU_g \quad (6)$$

ergibt sich die für die meisten Fälle brauchbare Näherung

$$AS \approx \frac{s}{2g}, \quad (7)$$

wobei $s = 20 \log(U_g/U_s)$ der Störabstand in dB und $g = 20 \log(1+m)$ die Amplitudensicherheit in dB ist.

Außer der störenden AM hat das Bandgerät noch eine störende FM mit dem relativen Hub A , die vom Gleichlauffehler herrührt. Ihren Einfluß auf die Kanalkapazität kann man mit dem Faktor $(1-A)$ berücksichtigen. Folglich gilt mit den Gl. (2) und (5) bis (7)

$$C_b = 2B(1-A) \lg \left[\frac{\log\left(\frac{U_g}{U_s} + \frac{1}{2m}\right) - \log\left(1 + \frac{1}{2m}\right)}{\log(1+m) - \log(1-m)} + 1 \right] \approx 2B(1-A) \lg \frac{s}{2g} \quad (8)$$

Ein übliches Bandgerät hat einen Störabstand von 60 dB, die Amplitudensicherheit $g = 1$ dB und überträgt bei dem Gleichlauffehler $A = 0,003$ etwa 16 kHz. Dabei sind 27 Amplitudenschritte (also 4,7 Zweierschritte) unterscheidbar, wodurch die Kanalkapazität bei $1,5 \cdot 10^5$ bit s^{-1} liegt.

Derselbe Kanal ohne störende Modulation hat 1000 AS (etwa 10 Zweierschritte), und seine Kanalkapazität ist $3,2 \cdot 10^5$ bit s^{-1} .

3. Das Ohr als Kanal

Die für die informationstheoretischen Betrachtungen notwendigen Eigenschaften des Gehörs wurden u.a. von Zwicker und Feldekeller [1, 2] sowie Jacobson [3] untersucht und zusammengestellt. Bei den Untersuchungen des Gehörs wird ein Ton (oder Geräusch) benutzt, dessen Frequenz m mit dem Hub Δf oder dessen Amplitude mit dem Modulationsgrad m geändert werden kann. Die kleinsten noch hörbaren Änderungen sind abhängig von der Modulationsfrequenz f_{mod} , der Schallintensität L und der Trägerfrequenz f_0 . Bei Sinusuntersuchungen mit einer Modulationsfrequenz von 4 Hz zeigt Bild 1 die hörbaren Modulationsgrade im Schallintensitäts-

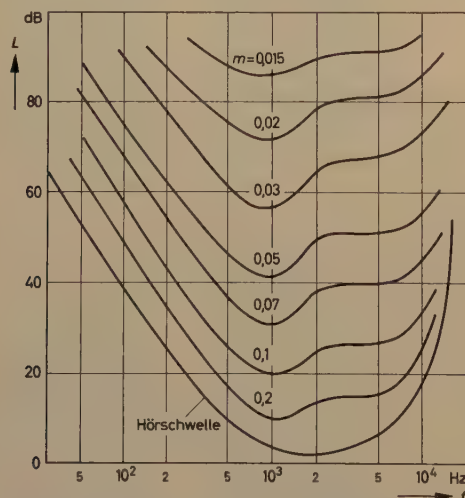


Bild 1. Hörbarer Amplitudenmodulationsgrad bei Sinusmodulation in Abhängigkeit von der Schallintensität und der Trägerfrequenz bei einer Modulationsfrequenz von 4 Hz

Trägerfrequenz-Diagramm (Hörfläche). Die entsprechenden Verhältnisse bei FM mit dem Modulationsindex $\Delta f/f_0$ als Parameter sind im Bild 2 zu sehen.

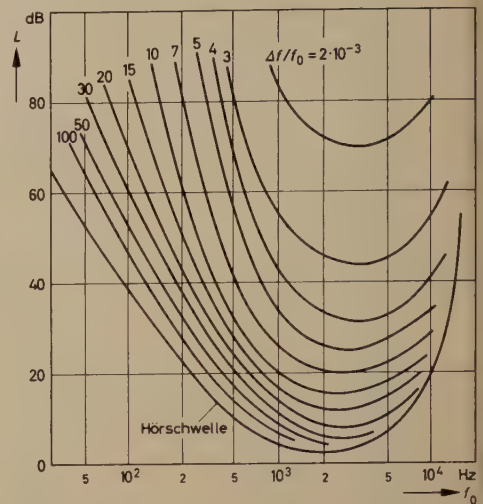


Bild 2. Hörbare Modulationsindizes bei Sinusfrequenzmodulation in Abhängigkeit von der Trägerfrequenz und von der Schallintensität bei einer Modulationsfrequenz von 4 Hz

Im Bild 3 wird der Einfluß der Modulationsfrequenz auf den Modulationsgrad und den Modulationsindex gezeigt.

Diese Angaben liefern eine Aufteilung der Hörfläche in unterscheidbare Abschnitte. Innerhalb eines solchen Abschnittes können Frequenz und Amplitude des Tones oder Geräusches beliebig geändert werden, ohne daß eine Änderung wahrgenommen wird. Die unterscheidbaren Abschnitte stellen also die zweidimensionale Erweiterung der AS durch die Hinzunahme der Frequenzquantisierung dar. Nach Zwicker [2] können bei weißem Schmalbandrauschen mit einer Bandbreite von 2 kHz 15000 und bei Sinustönen 300000 unterscheidbare Abschnitte gebildet werden (Bild 4).

Jacobson [3] verwendet eine andere Einteilung der Hörfläche, die vor allem die Abhängigkeit der Größe der Abschnitte von der Frequenz und der Intensität individueller berücksichtigt (Bild 5) und erhält 330000 Abschnitte.

Eine Methode, die direkt zur Kanalkapazität führt, geht auf Gabor [4] zurück. Er operiert mit Logons (elementare Geräusche), die zweidimensionale Intervalle aus der Zeit-Frequenzspektrum-Darstellung des Schallverlaufes sind.

Die mittlere Anzahl der hierfür benötigten Amplitudenstufen wird durch Integration ihrer Anzahl bei den verschiedenen Frequenzen gewonnen. Da nach Gl. (2) der dyadische Logarithmus benötigt wird, verwendet Jacobson einen zu

$$\int \lg AS(f) df \quad (9)$$

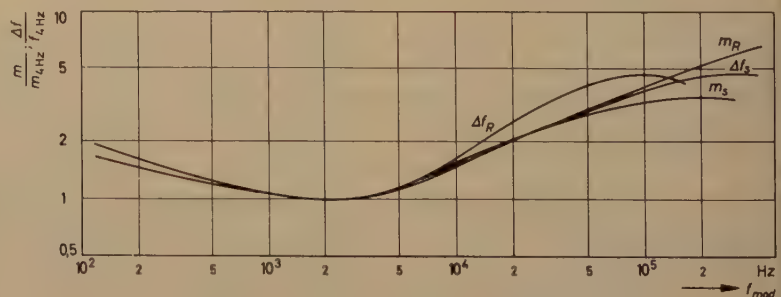
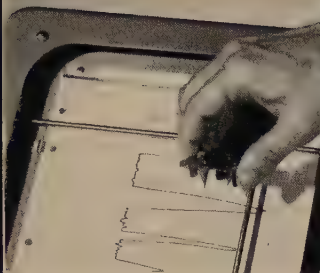
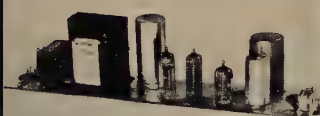


Bild 3. Auf 4 Hz normierte hörbare Änderungen ($m/m_4 \text{ Hz}$; $\Delta f/f_4 \text{ Hz}$) in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz

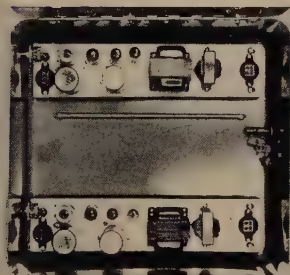
analogen Ausdruck und erhält über den gesamten Frequenzbereich als mittlere Anzahl 7,7 Zweierschritte (etwa 200 AS). Durch Multiplikation der 5800 in der Sekunde erkennbaren Logons mit den Zweierschritten errechnet er die Kanalkapazität des Ohres zu 45000 bit s^{-1} . Werden die Verdeckungseffekte berücksichtigt, dann können nur noch $8 \cdot 10^3$ bit s^{-1} angenommen werden.



Die Schreibeinrichtung gleitet leicht auf den Führungsschienen. Es besteht die Möglichkeit zum mehrfarbigen Kurvenzeichnen. Die Kapillare der Schreibfeder ist nicht gebogen und leicht zu reinigen und nachzufüllen.



Ein jeder Verstärker (einschl. Netzteil) ist eine Einheit. Bei der Herstellung wurden nur Standard Präzisionsteile verwendet.



Für den Service sind die Verstärker leicht auswechselbar. Bei jedem Verstärker sind in 2 Steckern alle elektrischen Kontakte enthalten.

XY RECORDER

Dieser preisgünstige X-Y Schreiber löst 95 % aller graphischen X-Y Aufgaben

MODELL HR-92

Gute Sicht auf das flache Blatt •
Blattgröße: ca. DIN A 4,
8 1/2" x 11" = 21,5 cm x 28 cm •
Möglichkeit der elektr. Schreibstift-
anhebung. Auswechselbarer Schreibstift
für mehrfarbige Kurvenzeichnung • Aufbau
in Einheiten • Einfache Bedienungsanordnung •
1 Jahr Garantie • Preisgünstig



Der Houston XY-Schreiber Modell HR-92 schreibt in kartesischen Koordinaten, enthält 2 Verstärker, Zweiphasen-Antriebsmotore und Spezialpotentiometer zur Einstellung der Gleichgewichtslage (Nullstellung - Rebalance).

Exakte und leicht zu handhabende Papierhalterung. Stufenlose veränderbare Empfindlichkeitseinstellung in jeder Koordinatenrichtung.



houston instrument corporation

Technische Unterlagen erhalten Sie auf Anforderung
durch die deutsche Vertretung:

NEUMÜLLER & Co. GmbH

München 19, Tintorettostraße 13 • Telefon 57 05 58

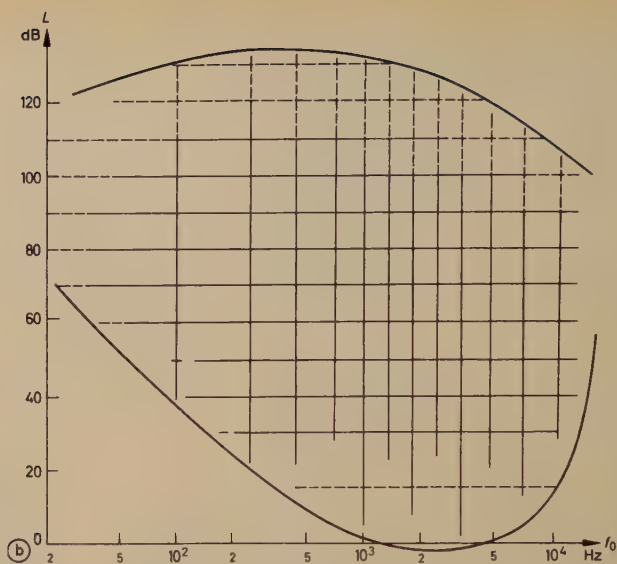
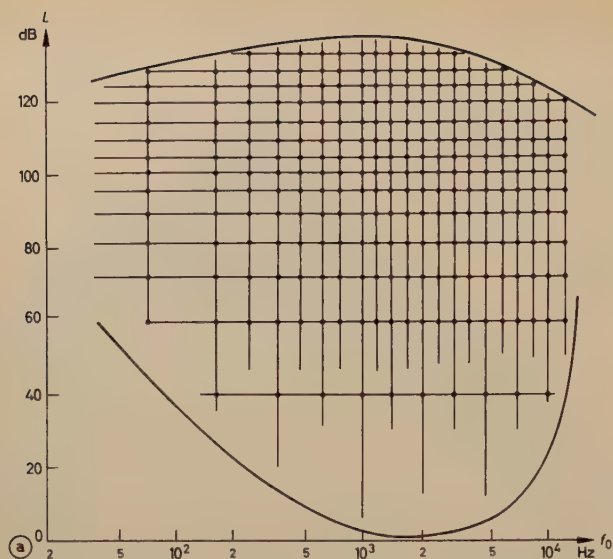


Bild 4. Unterscheidbare Abschnitte der Hörfläche a) bei Sinustönen (je 1000 zusammengefaßt) und b) bei Breitbandrauschen (je 100 zusammengefaßt)

4. Vergleich zwischen Ohr und Übertragungskanälen

Die Quantisierung ist für die informationstheoretischen Betrachtungen ein Hauptkennzeichen. Während sie beim klassischen Übertra-

gungskanal nur für den Amplitudenbereich und dazu noch in linearer Abstufung vorliegt, existieren beim Ohr und beim Magnetbandkanal (Gl. (8)) nichtlineare Quantisierungen in der Amplituden- und Frequenzskala. Schon aus diesem Grunde liegt ein Vergleich zwischen dem Ohr und dem Magnetbandgerät nahe. Um das zu ermöglichen, wird auch für das Magnetbandgerät die in zwei Dimensionen quantisierte Fläche entsprechend Bild 6 eingeführt. Dabei entstehen 40000 Abschnitte.

Beim Vergleich mit den Hörflächen fällt auf:

- 1) Der Hörschwelle entspricht das Grundgeräusch U_s , der Schmerzschwelle die Vollaussteuerung U_g .
- 2) Der Dynamikbereich ist beim Ohr beträchtlich größer, dennoch genügt das Bandgerät wegen der Verdeckungseffekte des Ohres auch höchsten Ansprüchen.
- 3) Die Verteilung der Amplitudenstufen ist in beiden Fällen annähernd logarithmisch.
- 4) Beim Ohr sind die meisten Amplitudenstufen bei etwa 3 kHz vorhanden, beim Bandgerät liegen sie bei der Frequenz $f = v/\lambda_1$ (v Bandgeschwindigkeit, λ_1 Bandkonstante, etwa 30...100 μ). Für die Mehrzahl der Magnetbandgeräte liegt diese Frequenz höchstens eine Oktave entfernt.
- 5) Die Anzahl der unterscheidbaren Amplitudenstufen nimmt nach hohen und tiefen Frequenzen in beiden Fällen ab. Beim Bandgerät ist das durch die zunehmende Störspannung und außerdem bei hohen Frequenzen durch die nichtexakte Bandführung bedingt.
- 6) Die Frequenzintervalle sind proportional der Frequenz beim Bandgerät im Gegensatz zum Ohr.

In der Berechnung der Kanalkapazität des Ohres nach der Informationstheorie des Magnetbandkanals besteht eine weitere Vergleichsmöglichkeit. Die Anzahl der Amplitudenstufen ist nach den Gl. (5) und (7) berechenbar und liefert bei der maximalen Dynamik von 140 dB und einem mittleren Amplitudenmodulationsgrad von etwa 5% ($g = 0,4$) etwa 350 AS (8,5 Zweierschritte) in guter Übereinstimmung mit dem von Jacobson gefundenen Mittelwert von 7,7 Zweierschritten. Schwieriger ist die Annahme eines Mittelwertes für A , da gemäß Bild 2 dieser Wert ($\Delta f/f_0$) stark von der Frequenz und der Schallintensität abhängt. Werden die von Jacobson für die Kanalkapazität berechneten 45000 bit s^{-1} verwendet, dann gilt wegen Gl. (2) und (8)

$$A = 1 - \frac{C}{BZ} = 1 - \frac{45000}{2 \cdot 16000 \cdot 7,7} \approx 0,82 \quad (10)$$

Dieser große Wert ist für die praktischen Anwendungen nicht brauchbar, da die technischen Geräte auf den kritischsten Fall ein-

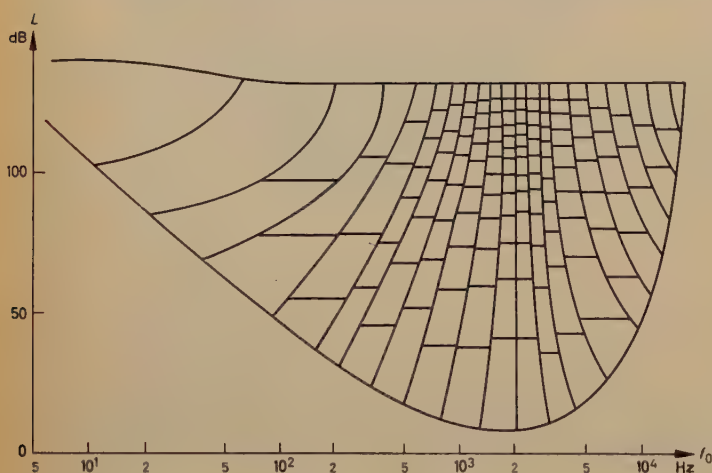


Bild 5. Unterscheidbare Abschnitte nach Jacobson (je 250 zusammengefaßt)

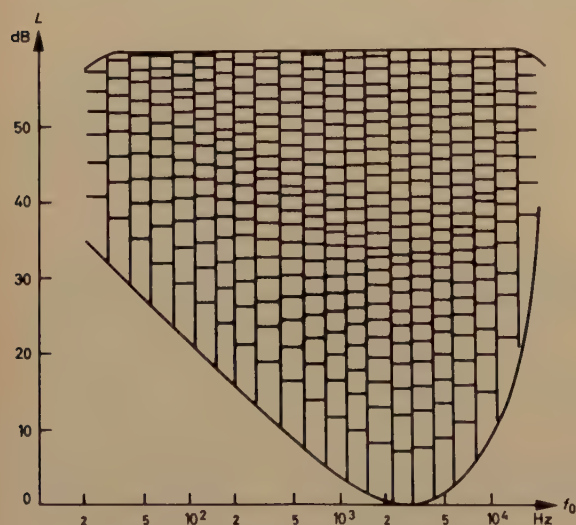


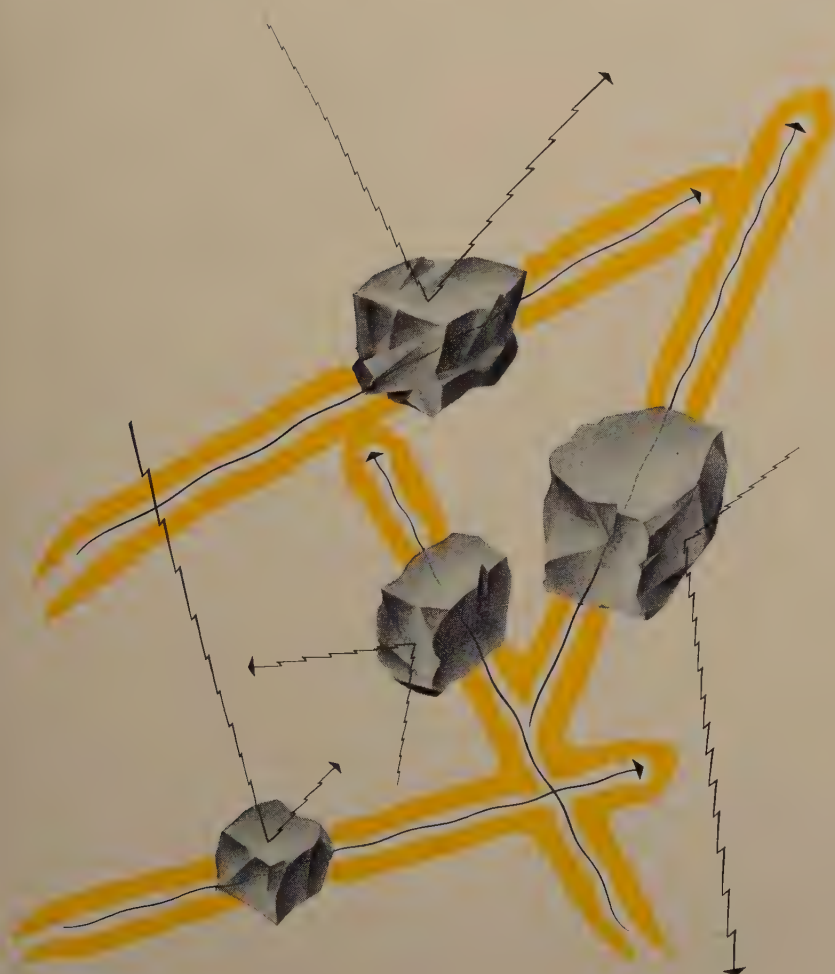
Bild 6. Unterscheidbare Abschnitte für das Magnetbandgerät (je 100 zusammengefaßt)

Von Natur aus
hervorragend...

Von Norton
verbessert...

MAGNORITE*

geschmolzenes MgO



Die Eigenschaften von Magnesiumoxyd sind von der Norton Company durch ein besonderes Verfahren weitgehend verbessert worden. Ausgewählte Magnesiumoxyd-Qualitäten werden in unseren Elektroschmelzöfen in MAGNORITE, ein geschmolzenes Magnesiumoxyd von besonderer Reinheit, umgewandelt. Es ist ein kristallines Material mit ungewöhnlich nützlichen chemischen und physikalischen Eigenschaften.

Unter der Markenbezeichnung Norton-MAGNORITE steht geschmolzenes MgO in einem vollständigen Bereich von Qualitäten, Korngrößen und in einer Vielzahl hochgebrannter Erzeugnisse zur Verfügung. Eine der Spitzenqualitäten bietet zum Beispiel folgende Eigenschaften:

Hohen elektrischen Widerstand (10^8 Ohm-cm bei 900° C), **hohen Schmelzpunkt** (2800° C), **gute Wärmeleitfähigkeit** ($0,023 \text{ Cal} \cdot \text{sec}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2} \cdot ^\circ \text{C}^{-1}$ bei 700° C), **hohen chemischen Reinheitsgrad** (99,5% MgO), **große chemische Stabilität** gegenüber den meisten Metallen. Das Material läßt sich leicht zerkleinern und leicht zu großer Dichte schütten.

MAGNORITE ist das am meisten verwendete geschmolzene MgO – geeignet als Isolierung für Thermoelemente und eingebettete Heizelemente – als keramischer Bestandteil elektronischer Geräte – die infrarote Übertragung durch einzelne Kristalle ist ausgezeichnet. Damit sind nur einige Verwendungsmöglichkeiten für dieses vielseitige Material angedeutet.

Fordern Sie Auskunft über alle Vorteile von MAGNORITE, unserem hochwertigen geschmolzenen MgO, wie Sie es einsetzen können und welche wirtschaftlichen Möglichkeiten es für Sie bietet. Setzen Sie sich bitte mit unserem nächstgelegenen Werk oder der nächsten Vertretung in Verbindung – oder schreiben Sie an

Norton International Inc.,
Dept. E. F., Worcester 6, Mass., USA

Europäische Norton-Werke:

Compagnie des Meules Norton, La Courneuve, Frankreich
Deutsche Norton-Gesellschaft mbH., Wesseling (Bz. Köln), Deutschland

Mole Norton, S. p. A., Corsico, Milano, Italien

Norton Grinding Wheel Co., Ltd., Welwyn Garden City, England

Vertretungen:

Norton Belgique, Brüssel, Belgien

Refracton A. G., Zürich, Schweiz

A/B Landelius & Björklund, Stockholm, Schweden

Nerliens Kemisk-Tekniske, Oslo, Norwegen

NORTON INTERNATIONAL INC.,
Worcester 6, Mass., USA



FEUERFESTERZEUGNISSE

gestellt werden müssen. Bei $A = 0,003$ ergibt sich eine Kanalkapazität von $250000 \text{ bit s}^{-1}$.

5. Anpassung verschiedener Kanäle an das Ohr

Nach den vorangegangenen Betrachtungen hat das Magnetbandgerät bereits eine sehr gute Anpassung an die Eigenschaften des Ohres. Da dies bislang nicht bekannt war, ist es erstaunlich, daß es rein zufällig derartig gute akustische Eigenschaften erhalten hat. Das wird besonders deutlich, wenn es für die Meßtechnik verwendet werden soll. Dabei stört die kleine Anzahl der Amplitudenstufen, die nur eine geringe Genauigkeit zuläßt. Vom informationstheoretischen Standpunkt aus gesehen, ist die heutige Langspielplatte besser.

Es muß daher umgekehrt möglich sein, die Übertragungseigenschaften von Kanälen ohne störende AM zu verbessern. Im folgenden sollen die hierfür zur Zeit nutzbaren und denkbaren Möglichkeiten aufgezeigt werden.

Die Verteilung der Amplitudenstufen für eine feste Frequenz beim Ohr, Magnetbandgerät und klassischen Kanal zeigt Bild 7. Während das Magnetbandgerät wenige, gut angepaßte Stufen hat, gibt es beim klassischen Kanal deren zu viele, die aber sehr unzuverlässig liegen. Aus diesem Grunde kann er akustisch nur ungenügend ausgenutzt werden.

Eine wesentliche Verbesserung läßt sich mit einer passenden Zuordnung der Amplitudenstufen erreichen. Zu diesem Zweck könnte ein Gerät mit nichtlinearer Kennlinie vor den klassischen Kanal geschaltet werden, das die Momentanwerte der Eingangssignale

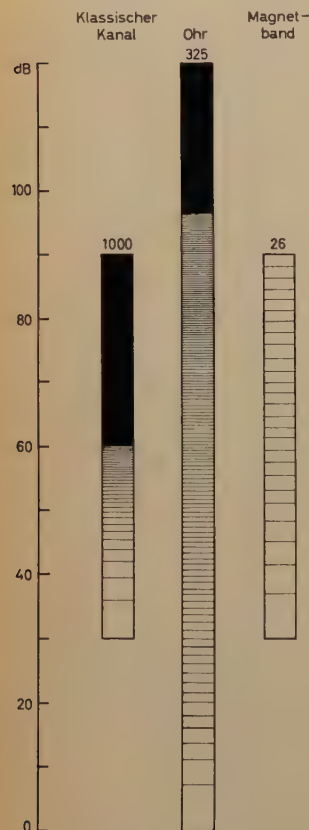


Bild 7. Die Lage der verschiedenen Amplitudenstufen bei etwa 3 kHz für das Ohr, für den klassischen Kanal und für das Magnetbandgerät

zweckentsprechend verzerrt. Am Ausgang müßte eine reziproke Anordnung das Original wiederherstellen.

Wegen der störenden Klirrfaktoren bietet bisher nur die reziproke Dynamikregelung brauchbare Anwendungsmöglichkeiten [5, 6]. Unter diesen Voraussetzungen kann über einen Kanal mit 50 dB Störabstand (300 AS) der genannte Dynamikbereich des Ohres übertragen werden, während die Magnetbandqualität bereits bei 25 dB erreicht wird. Die Umrechnung zwischen diesen Werten bei verschiedenen Modulationsgraden zeigen die Bilder 8a und b.

Ein weiterer, die Kanalkapazität mindernder Einfluß ließe sich erreichen, wenn berücksichtigt wird, daß der Störabstand und die zu-

lässige AM von der Frequenz abhängig sind. Beim Magnetbandgerät liegt auch hier wieder eine sehr günstige Anpassung vor, während für die üblichen Kanäle dieser Vorteil kaum nutzbar ist.

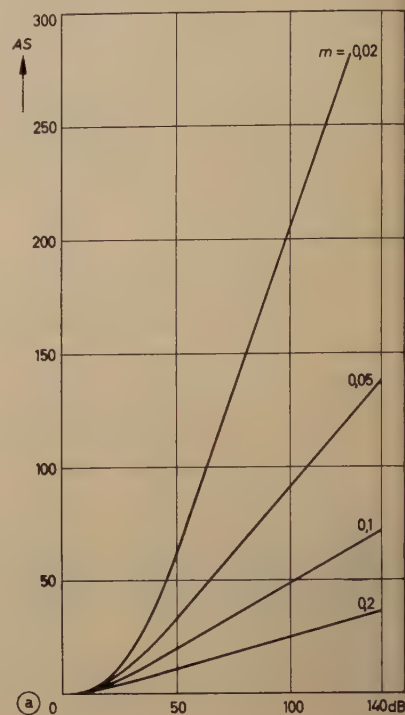
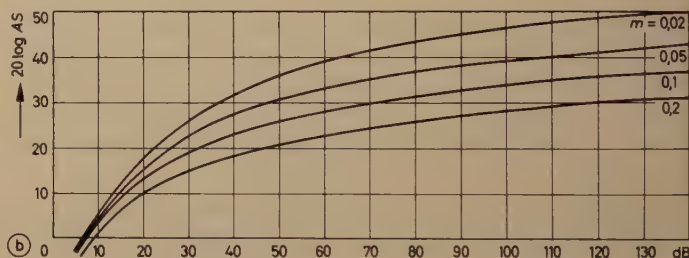


Bild 8. Die Anzahl der unterscheidbaren Amplitudenstufen in a) logarithmischer und b) linearer Darstellung in Abhängigkeit vom Störabstand mit dem Modulationsgrad als Parameter



Weder beim bisherigen Bandgerät noch bei den klassischen Kanälen wird die zulässige, frequenzabhängige Unsicherheit in der Frequenzreproduzierbarkeit genutzt (Gl. (10)). Gerade hierdurch ist die Kanalkapazität des Bandgerätes im Vergleich mit dem Ohr zu groß. Um eine bessere Anpassung zu erreichen, müßte in Analogie zu den Amplitudenstufen eine nichtlineare Frequenzzuordnung realisiert werden. Bisher sind Vierpole mit derartigen Eigenschaften nur in Sonderfällen für den Magnetbandkanal möglich. Die Auswirkungen dieser Möglichkeiten bei der Anwendung auf den normalen Kanal sind auch theoretisch noch nicht zu überblicken.


Schrifttum

- [1] ● Feldtkeller, R., u. Zwicker, E.: Das Ohr als Nachrichtenempfänger. Stuttgart 1956, Hirzel
- [2] Zwicker, E.: Die elementaren Grundlagen zur Bestimmung der Informationskapazität des Gehörs. *Acustica* Bd. 6 (1956) S. 365–381
- [3] Jacobson, H.: Information and the human ear. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 23 (1951) S. 463–471
- [4] Gabor, D.: Theorie of communications. *J. Instn. electr. Eng. London*, Teil III, Bd. 93 (1946) S. 429–457
- [5] Völz, H.: Beitrag zur reziproken Dynamikregelung. *Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik* Bd. 67 (1957) S. 87–94
- [6] v. Guttenberg, W., u. Hochrath, H.: Ein Kompaner für Rundfunkprogramm-Übertragung. *Nachrichtentechn. Z.* Bd. 13 (1960) S. 5–11
- [7] Völz, H.: Grundlagen und Entwicklungstendenzen der Magnetbandtechnik. *Frequenz* Bd. 15 (1961) Nr. 7, S. 218–226

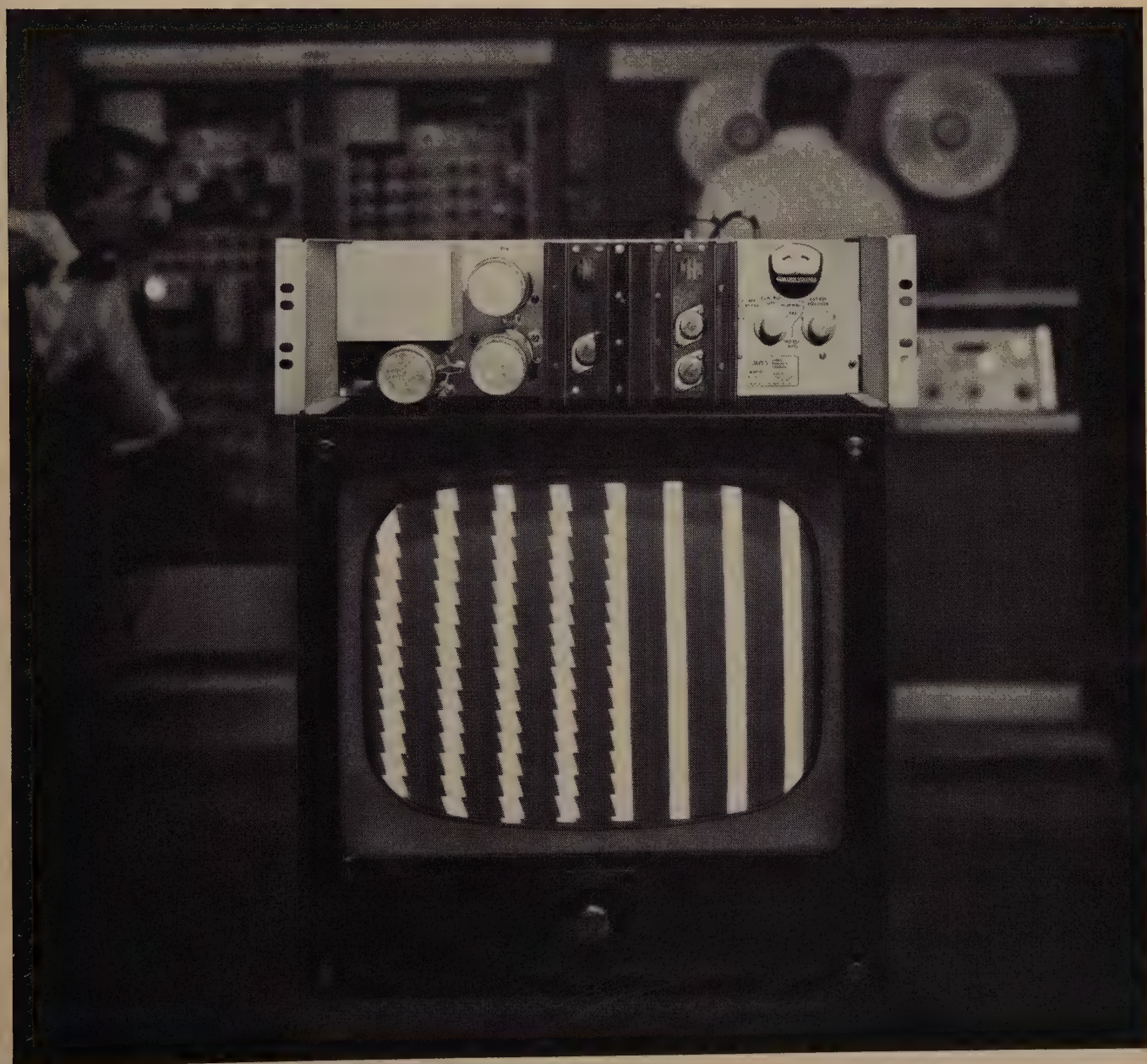
(eingegangen am 25. November 1960)

Das unten abgebildete Fernseh-Testbild zeigt dreischwerwiegende geometrische Fehler, nämlich die »Scalloping«, »Skewing« und »Quadrature«-Fehler. Diese kombinierten Verzerrungen, die in der linken Hälfte des Schirmbildes zu sehen sind, werden durch falsche Einstellung der Bandführung und der Quadratur des Video-Kopfes während der Aufnahme des Testbildes verursacht. Die rechte Hälfte des Schirmbildes ist mit Hilfe des neuen AMTEC* (Automatic Time Element Compensator) automatisch korrigiert worden. AMTEC führt eine Zeile-für-Zeile-Kompensation von Zeitfehlern des Video-Signals durch, indem die Zeitgenauigkeit des Signals nach jedem horizontalen Verlauf mit einer stabilen Zeitreferenz verglichen wird. Die

augenblickliche Zeitdifferenz zwischen dem zu vergleichenden und dem Referenzsignal wird in eine proportionale Spannung umgewandelt, die die Verzögerung einer spannungsgesteuerten Verzögerungskette in dem Videosignalkreis kontrolliert. Sich wiederholende geometrische Zeitfehler bis max. 0,5 Mikrosekunden Spitze-Spitze werden so korrigiert, daß der noch vorhandene geometrische Fehler weniger als 0,02 Mikrosekunden Spitze-Spitze beträgt. Die AMTEC-Einheit hat eine Verstärkung von 1 und besitzt im übrigen die für hochqualifizierte Wiedergabe erforderlichen technischen Daten. Farbe- oder Schwarz-Weiß-Video-Signale passieren - abgesehen von der Korrektur von Zeitfehlern - die Einheit unverändert.

Außerdem werden, wenn AMTEC in Verbindung mit dem Ampex INTERSYNC* TV Signal Synchronisator verwendet wird, horizontales Jitter und langsame horizontale Bildverschiebungen reduziert und zwar bis auf weniger als 0,01 Mikrosekunden Spitze-Spitze. Der Erfolg in der Praxis ist eine vollständige Beseitigung von geometrischen Bildfehlern auf ausgetauschten oder zusammengesplittenen Bändern derselben Norm unabhängig von der Signalquelle. Bitte wenden Sie sich wegen weiterer Informationen bezüglich dieser neuen Ergänzung zum Ampex TV Tape Recorder an Ampex International S. A., 1 Rue des Pilettes, Fribourg, Schweiz und verlangen Sie das Video-Prospektmaterial Nr. AM-41 

Eine neue Ampex-Einrichtung korrigiert automatisch Bildverzerrungen



Methoden und Geräte elektronischer Meßtechnik

DK 061.3., 1961"

Die 2. Internationale Konferenz für Meßtechnik und Gerätebau (IMEKO) fand in der Zeit vom 26. Juni bis 1. Juli 1961 in Budapest statt. Sie wurde unter Leitung des Ungarischen Wissenschaftlichen Vereins für Meßtechnik und Automatisierung veranstaltet. Ungefähr 700 Konferenzteilnehmer aus 26 Ländern waren nach Budapest gekommen, um den Ausführungen der etwa 130 Vortragenden in Parallelveranstaltungen zu folgen. 48 der Vortragenden waren Repräsentanten der westlichen Welt. Gleichzeitig fand auf dem Budapester Ausstellungsgelände eine Internationale Meßtechnische Instrumentenschau (IMIS) statt.

IMEKO 1961

Als eine Erweiterung des elektronischen Wattmeters steht der Korrelationsdetektor in enger Beziehung zum Synchrodyndetektor für harmonische Schwingungen. Über Theorie und praktische Anwendung des Korrelationsdetektors erhielt man auf der Tagung eine gute Übersicht. Im Gegensatz zur bisherigen Technik werden Schwankungsvorgänge (zum Beispiel elektronisches Rauschen) entweder als Nutzsignale verwendet oder als Störsignale im gleichen Spektralbereich wirksam unterdrückt. Unter anderem wurde (Lange: *Der Korrelationsdetektor in der Meß- und Regeltechnik*) auf den Korrelationsdetektor als Analogierechen- gerät, auf Breitbandrauschspektren als Testsignale und auf die Signal- trennung mittels Kreuzkorrelation eingegangen. Bei vielen Anwendungen des Korrelationsdetektors werden statt des diskreten Frequenzbetriebes Frequenzspektren als Prüfsignale benutzt. Einerseits ergibt sich damit die Möglichkeit — ähnlich wie in der Impulstechnik —, Informationen über dynamische Vorgänge in Form statischer Meßwerte zu gewinnen, andererseits beeinflusst die Prüfmethode die zu kontrollierende Anlage oder das zu prüfende Meßobjekt sowohl in der Amplitude wie auch in der spektralen Belastung am wenigsten.

Auf dem Gebiet der Stromwandler wurden in sehr interessanten Ausführungen die Vorzüge eines neuen Zweistufen-Stromwandlers gegenüber dem Einstufenwandler herausgestellt (Pawlat: *Theorie, Genauigkeitsgrenzen und Frequenzkompensation eines Zweistufen-Stromwandlers*). Für Wechselstrommessungen höchster Genauigkeit (0,05%) mußte, um einen Gleichstrom-Wechselstrom-Kompensator für Strom- und Leistungsmessungen bei Strömen über 50 mA (0,2...100 A) zu entwickeln, ein dieser hohen Genauigkeit angepaßter Präzisions-Stromwandler gebaut werden. Im Hinblick auf die kleine konstante Belastung (0,25 VA), die der Kompensator für den Stromwandler bedeutet, wäre die geforderte Genauigkeit (Übersetzungsfehler des Stromwandlers < 0,02%, Winkelfehler < 2°) für einen kleinen Frequenzbereich ohne Schwierigkeit zu verwirklichen, wenn der Stromwandler aus hochpermeablem Material mit entsprechend hoher Amperewindungszahl und großem Querschnitt ausgelegt würde. Für den Frequenzbereich 16...2500 Hz wurde vorgeschlagen, diesen Wandler als kompensierten Zweistufen-Stromwandler auszuführen. Damit ist es möglich, bei relativ kleinem Eisenquerschnitt mit 100 Amperewindungen zu arbeiten und damit den sich bei höheren Amperewindungszahlen infolge der Kapazität der Sekundärwicklung (50 mA Sekundärstrom) ergebenden zusätzlichen Fehler bei höheren Frequenzen zu vermeiden. Als Grundlage der Entwicklung des kompensierten Wandlers wird die Schaltung nach Hobson angegeben. Unter Berücksichtigung des Magnetisierungsstromes wurde eine vollständige Theorie dieses Zweistufen-Stromwandlers aufgestellt und die Fehlerabschätzung vorgenommen. An einem Zweistufenwandler wurden experimentelle Untersuchungen durchgeführt (Kenndaten: Sekundärstrom 50 mA, Primärströme 0,2–0,5–1–2–5–10–20–50–100 A, sekundäre Windungszahl 2000, Windungszahl der Hilfswicklung 500). Die experimentellen Untersuchungen des Stromwandlers wurden auf einer hochohmigen Wandlerprüfeinrichtung durchgeführt (Methode nach Biffi). Die an dem Kompensatorwandler tatsächlich gemessenen Werte sind bis 500 Hz in Tab. I zusammengefaßt. Die Gegenüberstellung der Fehler eines Zweistufenwandlers und eines Einstufenwandlers gleicher Amperewindungszahl zeigt die eindeutige Überlegenheit des Zweistufenwandlers (Tab. II).

Weiterhin ist ein neues Impedanzmeßgerät zu erwähnen (Beyerholm: *Ein neues Impedanzmeter*), das durch einen Meßbereich von 1 Ω ...1 M Ω und von 0... $\pm 90^\circ$ charakterisiert ist. Der Frequenzbereich ist 25 Hz bis 100 kHz und weiter bis 1 MHz mit reduzierter Genauigkeit. Die Messung kann ferner mit überlagertem Gleichstrom vorgenommen werden. In den Ausführungen wurde zuerst auf die Ausgleichsmethoden mit der Wheatstoneschen Brücke eingegangen. Dem schließt sich die Besprechung der Methoden an, die auf direkten Messungen von Spannungen und Strömen (wie die Dreivoltmeter-Methode) basieren. Das neue Impedanzmeter ist eine Verbesserung der Grützmacher-Meßbrücke. Um ein Impedanz-

meßinstrument herzustellen, das besser als die Grützmacher-Meßbrücke ist, sind folgende Punkte zu verbessern:

- 1) Die Meßkonvergenz gegenüber der Grützmacher-Meßbrücke muß höher sein. Da die Spannung an Z_X wechselt, wenn R_N eingestellt wird, sind kontinuierliche Wiedereinstellungen von R_N notwendig (Bild 1).
- 2) Ein hoher Wert der unbekannten Impedanz macht einen hohen Normalwiderstand erforderlich. Falls die Messung bei einer hohen Frequenz durchgeführt wird, ist es schwierig, einen rein ohmschen Widerstand zu erreichen.
- 3) Die Eingangskreisimpedanz des Röhrenvoltmeters ist nicht unbegrenzt. Das ist unangenehm, wenn hohe Impedanzen gemessen oder HF-Messungen vorgenommen werden sollen.
- 4) Die Grützmacher-Meßbrücke reicht für die Messung von Impedanzen mit überlagertem Gleichstrom nicht aus.
- 5) Die Grützmacher-Meßbrücke ist nicht ausreichend für die Messung von Impedanzen, die zur Erde balanciert sind.

Mit der im Bild 1 angegebenen Festlegung des neuen Impedanzmeters werden die fünf Nachteile der Grützmacher-Meßbrücke nahezu behoben.

Auf dem Gebiet der Kapazitäts- und Verlustwinkelmeßtechnik wird mit Erfolg die Scheringbrücke angewandt. Es handelt sich dabei um eine von Schering weiterentwickelte Wienbrücke, die jedoch frequenzunabhängig ist. In ihrer ursprünglichen klassischen Form ist die Scheringbrücke zur Bestimmung der dielektrischen Verluste und der Kapazität im Frequenzbereich von 15 Hz bis etwa 100 Hz verwendbar. Einen weiteren Schritt zur Bestimmung der Kapazität und der dielektrischen Verluste mittels Brücke ist die Entwicklung der automatischen Scheringbrücke (Schwen-

Tab. I. An einem Zweistufen-Stromwandler gemessene Übersetzungs- und Winkelfehler

Meßbereich [A]	15 Hz		50 Hz		500 Hz	
	\ddot{u} [%]	φ [min]	\ddot{u} [%]	φ [min]	\ddot{u} [%]	φ [min]
0,2	0	-1,5	0	-1	0	0
0,5	0	-1,5	-0,01	-0,75	-0,01	+1
1	-0,01	-1	-0,01	-0,5	-0,01	+1,5
2	-0,01	-1,5	-0,01	0	-0,015	+1,5
5	-0,015	-1,0	-0,015	0	-0,01	+1,5
10	-0,01	-0,75	-0,01	-0,5	0	+2
20	-0,01	-0,75	-0,01	-0,25	0	—
50	0	-1,5	-0,01	-0,5	—	—
100	0	-1,0	-0,01	-1,0	—	—

Tab. II. Gegenüberstellung der Meßwerte an einem Einstufen- und einem Zweistufen-Stromwandler gleicher Amperewindungszahl

Meßbereich	Einstufenwandler		Zweistufenwandler	
	\ddot{u} [%]	φ [min]	\ddot{u} [%]	φ [min]
400 Hz 1 A	-0,1	-3	-0,01	+1,5
50 Hz 1 A	-0,15	+3	-0,01	-0,5
16 $\frac{2}{3}$ Hz 1 A	-0,2	+5	-0,01	-1
50 Hz 1 A; 1,2 I _N	-0,25	+6	+0,01	+1
50 Hz 0,5 A	-0,15	+3	-0,01	-0,75
50 Hz 2 A	-0,17	+2,5	-0,01	0
50 Hz 5 A	-0,15	+2,5	-0,015	0

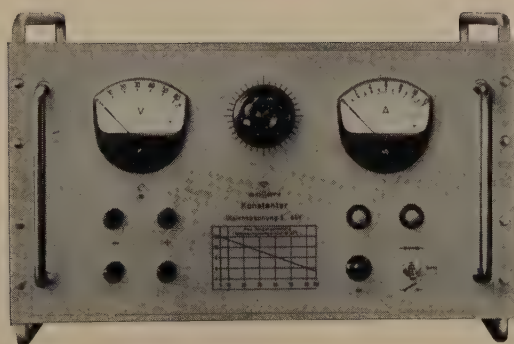
Hohe Leistung

ein Kennzeichen aller GOSSEN-Konstanter

Das Spitzengerät der GOSSEN-Konstanter-Serie ist der neue Hochleistungskonstanter, der als universelle Gleichspannungsquelle in Stromversorgungsanlagen, Eichräumen und Laboratorien eingesetzt wird.

Konstanter sind volltransistorisiert, haben geringen Innenwiderstand, gute Regeleigenschaften und hohe Konstanz. Sie sind kurzschlußfest und überlastungssicher.

Hochleistungskonstanter
5 V/12 A ... 66 V/5,4 A



Innenwiderstand:
→ 0 Ohm

Maximale Ausgangsleistung
360 W

Regelverhältnis bis 1000:1

Ein durchgehender Spannungsbereich

Elektronische Sicherung

Weitere technische Daten:

Innenwiderstand → 0 Ohm
bei statischer Belastungsänderung
 $\pm 0,003$ Ohm einstellbar

Ausgangsspannung: 5 ... 66 V, in
einem Bereich

Maximaler Ausgangsstrom: 12 ... 5,4 A
Restwelligkeit: ca. 1 mV

Regelverhältnis: je nach Belastung
330:1 bis 1000:1

Übergangszeit bei Lastsprüngen von
Vollast auf Leerlauf: Kleiner als
0,2 m sec.

Netzanschluß: 220 V, $\pm 10\%$ 40 ... 60 Hz
Gehäuse: wahlweise als Tischgerät
oder Einschub zu benutzen

Bitte informieren Sie sich auch über die anderen Modelle der **GOSSEN-Konstanter-Serie**


GOSSEN - Erlangen/Bayern

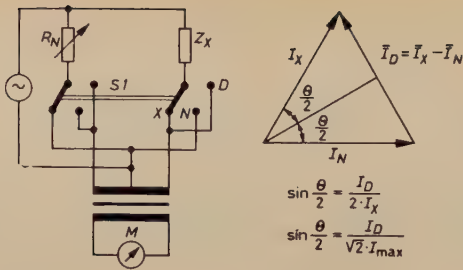
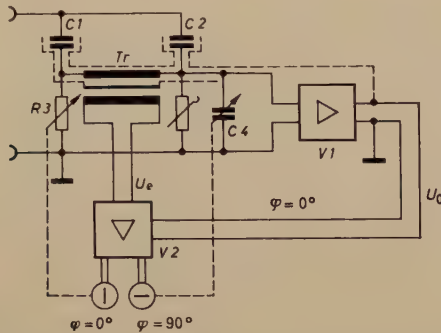


Bild 1. Schaltung des Impedanzmeters mit Vektordiagramm; R_N veränderbarer Normalwiderstand, Z_X unbekannte Impedanz, I_D Differenzstrom (S 1 auf D), I_N Strom durch R_N (S 1 auf N), I_X Strom durch Z_X (S 1 auf X), M Meßinstrument

dingen: Neue Erkenntnisse für die genaue Bestimmung von Kapazitäten und dielektrischen Verlusten). Dieser Meßapparat ist die normale Schering-Schaltung zugrunde gelegt. Mittels einer Automatik wird sowohl die Blind- als auch die Wirkkomponente gesteuert. Dabei erfolgt stufenweise der Abgleich der einzelnen Elemente in den verschiedenen Zweigen. Die Meßresultate werden optisch sichtbar gemacht oder direkt aufgeschrieben. Das Funktionsschema der Einrichtung zeigt Bild 2. Der Ver-



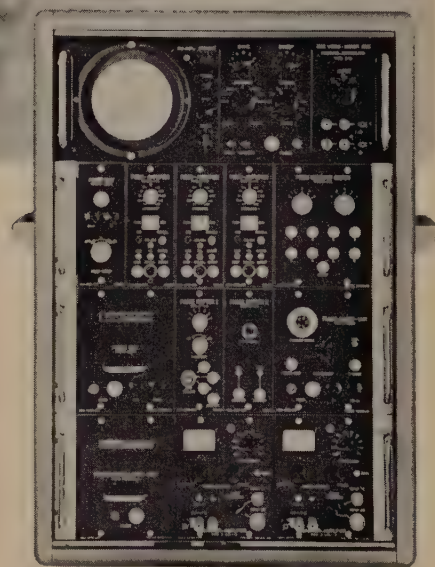


vibro-meter Motorenprüfstand

Verbrennungsmotoren — Einspritzpumpen — Drehkolbenmotoren — Flüssigkeits- und Feststoffraketen, sowie Stahltriebwerke werden auf der ganzen Welt mit dem vibro-meter Motorenprüfstand geprüft und gemessen.

Die extremen, miniaturisierten Messfühler erlauben praktisch jede Messung ohne Modifizierung der Motoren. Der vibro-meter Motorenprüfstand eignet sich somit nicht nur für Prüffeld-Entwicklung und Versuche, sondern gleichermassen für die Fabrikationskontrolle von normalen Serienmotoren. Dank dem Baukastensystem lässt sich die Anlage nicht nur beliebig erweitern, sondern es können auch Teile derselben herausgenommen und für Fahr- und Flugversuche verwendet werden.

Der Fachmann weiss —



messen+prüfen=vibro-meter

DEUTSCHLAND: VIBRO-METER GMBH Hannover, Leinstrasse 31/32, Telefon 13367
 SCHWEIZ: VIBRO-METER AG Fribourg-Moncor, Telefon 261 08
 OESTERREICH: VIBRO-METER GES. M. B. H. Wien III Unt. Viaduktgasse 47/49

CH. KREBS WERBEAGENTUR BERN
 FOTOS HILBER FRIBOURG



damit Sie gleich bestellen können

... und sich eine Anfrage ersparen, unterbreiten wir Ihnen ein vollständiges Angebot:

PHILIPS

Gleichspannungs-Mikrovoltmeter GM 6020

Ein Verstärkervoltmeter mit hohem Eingangswiderstand für die Messung von sehr kleinen und mittleren Gleichspannungen.

15 Spannungsbereiche: 0...100 μ V/1000 V.
Eingangswiderstand: 100 M Ω bzw. 1 M Ω ,
selbsttätige Polaritätsanzeige, Strommeß-
möglichkeit: 100 pA...10 μ A, eingebaute
Eichspannungsquelle.

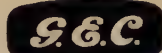
DM 1 680,—

Für Wechsellspannungsmessungen bis 800 MHz:
UHF-Meßkopf GM 6050 DM 170,—, in Koaxi-
alsystemen mit T-Stück GM 6050 T DM 120,—.

ELEKTRO SPEZIAL



INDUSTRIE-ELEKTRONIK · ABTEILUNG VB
HAMBURG 1 · PHILIPS-HAUS · 32 10 17



The General Electric Company Ltd. of England
SEMICONDUCTOR DIVISION

Gesteuerte Silizium-Dioden:

Serien: SCR 51: 10 A
SCR 91: 50 A
von 25 bis 400 V

SCR 71: 16 A
SCR 111: 70 A

Silizium-Kapazitäts-Dioden:

SVC 11 bis SVC 20 — Parametr. Verstärker — für den
Bereich von 25 bis 85 MHz.

Subminiatur-Schaltdioden für hohe Schaltgeschwindigkeit:

GEX 71

Sperrspannung 10 V
Durchlaßstrom 30 mA } bei 25° C.
Sperrstrom 50 μ A

Durchlaßstrom von 10 mA wird gesperrt durch Span-
nungsimpuls von 5 V mit einer Anstiegszeit kleiner als
2 nsec. und mindestens 1 μ sec. Dauer

Preisgünstige Vielzweck-Transistoren:

a) Schalttransistoren:

GET 881 } Typische h_{fe} Werte 45—90 bei 25 mA I_c
GET 882 } Grenzfrequenz: 6—20 MHz
GET 885 } Grenzbetriebsdaten: V_{ce} —15...—20 V
GET 891 } V_{ce} —10 V N=100 mW bei 25° C
GET 892 }

b) HF-Verstärker-Transistoren:

GET 887 } Typische h_{fe} Werte 50...200
GET 888 } Grenzfrequenz: 6—15 MHz
GET 889 } Grenzbetriebsdaten: V_{ce} —15...—20 V
GET 890 } V_{ce} —10 V N=100 mW bei 25° C
GET 880 } (Rauschfaktor GET 880: 3dB)

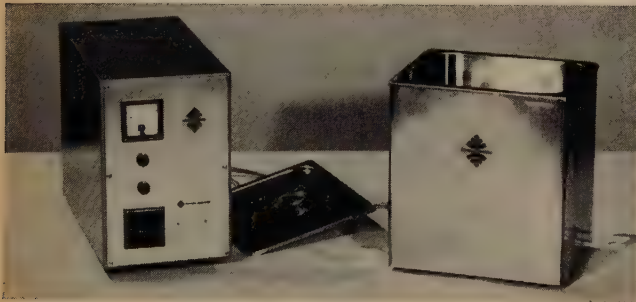
c) Radio-Empfänger-Transistoren:

GET 883 ZF-Verstärker
GET 884 Mischtransistor

Deutsche Vertretung: WILLY LIST

Frankfurt a. Main-Süd, Karlsbader Straße 8, Tel. 68 72 44

ULTRASCHALL- REINIGUNGSANLAGEN



Purette

für die Ultraschallreinigung kleinerer Waren-
mengen in Betrieb, Werkstatt, Kundendienst-
station, Labor und für die dezentralisierte
REINIGUNG zwischen den Arbeitsplätzen
im Großbetrieb.



Wir lösen Reinigungsprobleme der Industrie und liefern neben den Kleinanlagen
der Purette-Serie ULTRASCHALL Industriereiniger für Handbeschickung und
funktionsvollendete Automaten für jeden Bedarfsfall und für jeden Durchsatz.
Unser anwendungstechnisches Labor steht Interessenten jederzeit mit fach-
kundigen Beratungen und Vorführungen zur Verfügung (Telefon Ffm. 6 02 31).



SCHOELLER & CO

Elektrotechnische Fabrik
Frankfurt/Main-Süd

BEYER

Auch für Sie!

Ein reichhaltiges Programm an
Studiomikrofonen höchster Qua-
lität zu günstigen Preisen haben
unsere Ingenieure in jahrelan-
ger Arbeit für Sie geschaffen.
Nur hochwertige Mikrofone in
den Händen eines ernsthaften
Tonbandamateurs gewährlei-
sten wirklich einwandfreie Auf-
nahmen.

Nutzen Sie die vollen technischen
Möglichkeiten Ihres Tonband-
gerätes. Fragen Sie daher nach
BEYER-Mikrofonen, die allen die-
sen Ansprüchen gerecht werden.

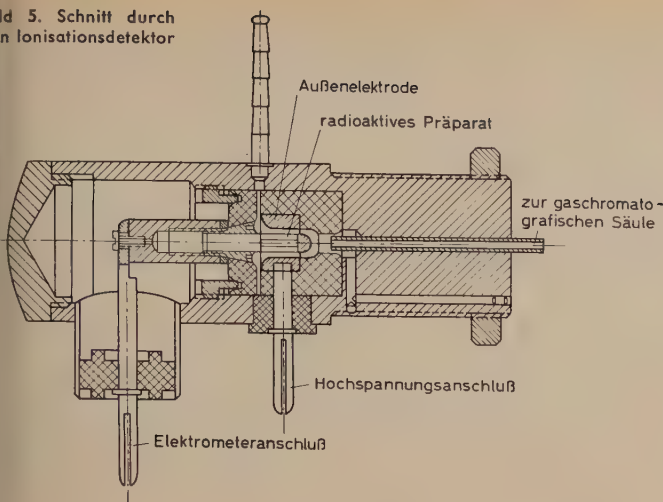


EUGEN BEYER

ELEKTROTECHN. FABRIK

HEILBRONN/NECKAR

Bild 5. Schnitt durch
den Ionisationsdetektor



parat die Innenelektrode eines Zylinderkondensators (Bild 5). Wegen der erforderlichen Strahlungsstärke des radioaktiven Präparates ist es schwierig, das empfindliche Volumen rein geometrisch genügend kleinzuhalten. Infolge der Formgebung des Präparates kann man jedoch die ionisierende Strahlung optimal ausnutzen. Das empfindliche Volumen zwischen Außen- und Innenelektrode ist etwa 100 μl groß und kann durch Verändern des Innendurchmessers der Außen- und Innenelektrode variiert werden. Das als Innenelektrode dienende Präparat wird axial vom Gasstrom umspült. Als Strahler findet Strontium 90 Anwendung, weil ein α -Strahler wegen der starken Absorption der Strahlung nur in begrenzter Aktivität auf dem kleinen Raum unterzubringen ist und ein γ -Strahler umfangreiche Bleiabschirmungen erforderlich machen würde.

Zur Ausmessung der wichtigsten physikalischen Halbleiter-Kenngrößen an Germanium- und Siliziumkristallen wird unter anderem zur Ermittlung der Leitfähigkeit die Vierspitzenmethode nach Valdes angewandt. Fehlerbetrachtungen zeigen, daß bei der Gestaltung des Meßkopfes die Meßunsicherheit um etwa 40% gegenüber den bisher bekannten Meßköpfen gesenkt werden konnte (Fischer: *Meßgerät zur Ermittlung der Leitfähigkeit und Leitungsart an Halbleitermaterialien*). Hierbei ist die Fehlerwahrscheinlichkeit durch das Spiel zwischen den Meßspitzen und ihren Führungen festgelegt. Werden alle vier Spitzen in einem Meßkopf so gelagert, daß sie sich auf Grund des Lagerspiels gegeneinander verschieben können, ist die Meßunsicherheit bei der Messung der Leitfähigkeit größer, als wenn die Spitzenanordnung nach dem im Bild 6 angegebenen Prinzip vorgenommen wird. Hierbei sind nur die beiden inneren Spitzen verschiebbar, während die beiden äußeren Spitzen starr miteinander,

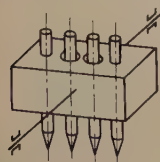


Bild 6. Spitzenanordnung mit geringer Meßunsicherheit zur Messung der Leitfähigkeit und Leitungsart an Halbleitermaterialien

jedoch elektrisch isoliert, verbunden sind. Die gesamte Spitzeneinheit ist im Meßgerät schwenkbar angeordnet. Damit wird gewährleistet, daß alle vier Spitzen mit definiertem Meßdruck auf der zu messenden Oberfläche aufliegen. Die Messung ist zerstörungsfrei am gezogenen Einkristallbarren ausführbar.

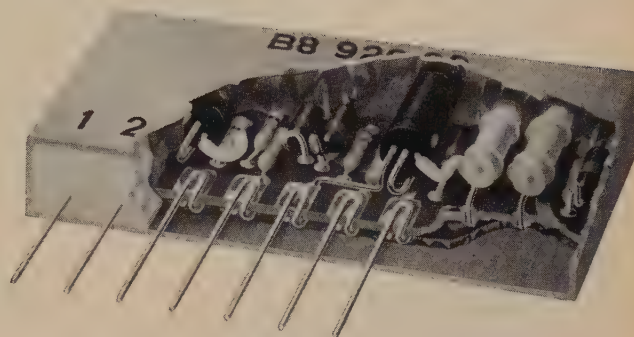
Als Abweichung von dieser Meßtechnik wurde ein Gerät beschrieben, das die Messung von in Proben geschnittenen Einkristallen definierter Abmessung gestattet (Ernö: *Ein Gerät für das Messen der spezifischen Leitfähigkeit von Halbleitern*). Die Kristallprobe schwingt, an einem Faden hängend, in einem Magnetfeld. Die Bremsung infolge der Wirbelstromwirkung ist von der Leitfähigkeit des Materials abhängig. Im Gerät wird die Veränderung der Schwingungsamplitude je Zeiteinheit ermittelt und daraus auf die Leitfähigkeit geschlossen. Nachteilig ist hierbei, daß die Einkristalle nicht zerstörungsfrei geprüft werden können, sondern daß es notwendig ist, bestimmte Kristallproben anzufertigen.

IMIS 1961

Auf 2500 m² Ausstellungsfläche zeigten 14 Länder ein Meßgeräteangebot, das vorwiegend elektronischen Charakter hatte. Die Neuentwicklungen der westlichen Länder waren bereits in diesem Jahr auf deutschen Messen zu sehen, so daß nicht weiter darauf hingewiesen zu werden braucht.

Als auf $\pm 5 \cdot 10^{-8}$ genaue und stabile Frequenzquelle brachte Zopar (Warschau) das Frequenz-Standardgerät „100 KC/S“ auf den Markt. Im ersten Einschub befinden sich der Quarzgenerator für 100 kHz, ein

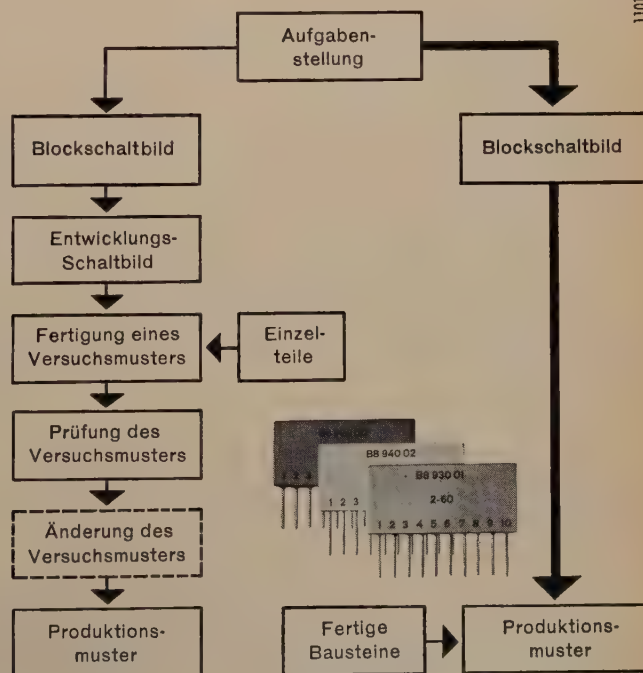
VALVO



DIGITALE BAUSTEINE

Valvo Digitale Bausteine sind in sich geschlossene kontaktlose Funktionselemente für den Aufbau elektronischer Anlagen in der Rechen-, Steuer-, Meß- und Regeltechnik. Sie erleichtern den Entwurf und die Ausführung elektronischer Schaltungen wesentlich und führen – unter Einsparung mehrerer Arbeitsgänge – vom Blockschaltbild direkt zum Produktionsmuster.

Valvo Digitale Bausteine vereinigen in sich die Betriebssicherheit und Arbeitsgeschwindigkeit kontaktloser Steuerung mit dem übersichtlichen und einfachen Aufbau eines Bausteinsystems.



110161/394

VALVO GMBH



HAMBURG 1

Effektivwert
Spitzenwert
Mittelwert

ANZEIGE

in

db
VOLT
dbm



bietet unser
**Röhrenvoltmeter
Typ (2409)**

Durch einfaches Umschalten können Sie wahlweise den Spitzenwert, arithmetischen Mittelwert, oder echten Effektivwert eines Signals messen. (Anzeigefehler bei Effektivwertmessung $< 0,5$ db für $\frac{V_a}{V_{eff}} = 5$).

Der Frequenzgang ist von 2 Hz bis 200 kHz linear innerhalb $\pm 0,2$ db.
Das Gerät kann auch als geeichter Spannungsverstärker verwendet werden. Eingangsimpedanz 10 M Ω /20 pF. Ausgangsimpedanz ca. 50 Ω .

Die Ablesung auf dem beleuchteten Anzeigeelement kann in Volt, db (bezogen auf 1 V) oder dbm (bezogen auf 0,775 V) erfolgen. Der Messbereich ist von 10 mV bis 1000 V Endauschlag in 10 db-Stufen einstellbar.

Zur Messung tieffrequenter Signale kann die für VU-Messungen genormte Anzeige — Zeitkonstante auf einen gegen 2 Hz trägen Wert umgeschaltet werden.

Fordern Sie bitte ausführliche Information an.

Vertrieb, Service und Technische Beratung:

REINHARD KÜHL K G

Quickborn/Holstein, Jahnstrasse 83, Telefon 382



NÆRUM, DÄNEMARK, Fernruf: 80 05 00, Kabel: BRUKJA, KOPENHAGEN

Doppelthermostat und die Speiseeinheit. Im zweiten Einschub sind der Frequenzvervielfacher und der Frequenzteiler untergebracht. Der Frequenzteiler arbeitet in einer stabilen Regenerativschaltung. Der Oberwellengenerator dient auch zur Erzeugung von Rechteckimpulsen; die Frequenzunsicherheit ist $2 \cdot 10^{-8}/24$ h.

Einen Meßsender im Frequenzbereich 1500...2720 MHz, der als Leistungs- und Empfindlichkeitsmeßsender arbeitet, stellte *Rafena* (Radeberg) aus. Dieser Dezimeter-Meßsender „DMS 524 A/N“ kann für Anpassungs- und Scheinwiderstandsmessungen an UHF-Bauteilen, Leitungen und Antennen, für Dämpfungsmessungen an Filtern mit steilen Flanken, für Gütemessungen an Resonanzkreisen sowie für Empfindlichkeitsmessungen an Empfängern Verwendung finden. Dabei ist sowohl Dauerstrichbetrieb wie auch Impulsbetrieb (Rechteckimpuls 1000 Hz) möglich. Zur Kontrolle der Frequenz bei beliebiger Ausgangsspannung dient ein eingebauter temperaturkompensierter Frequenzmesser mit Eich-tabelle. Technische Daten: Ausgangsspannung 2,5 V...2,5 μ V, Innenwiderstand 60 Ω , Anpassungsfaktor des Innenwiderstandes, bezogen auf seinen Nennwert, $\geq 0,8$, Betriebsarten Dauerstrich und Eigenmodulation (Impulse, Folgefrequenz 1000 Hz, Tastverhältnis 1:1, Modulationsgrad 100%), Leistungsaufnahme 250 VA, maximale Unsicherheit der Spannungsanzeige im Bereich von +20 dBm...0 dBm $\pm 15\%$ des Endwertes, maximale Unsicherheit der 0-dBm-Eichung $\pm 1,5$ dBm.

Zur Messung des Stehwellenverhältnisses hat *Zopan* den Transistor-Stehwellenverhältnismesser „ZPT-190“ entwickelt. Er arbeitet in Zusammenhang mit einer Meßleitung, in deren Meßsonde als Gleichrichter eine Germaniumdiode mit quadratischer Kennlinie eingebaut ist. Das Stehwellenverhältnis wird direkt an der Skala abgelesen. Das Gerät dient auch als Nullindikator und Millivoltmeter. Technische Daten: Resonanzfrequenz 1 kHz $\pm 2\%$, Frequenzband (3 dB) 15...25 Hz, Empfindlichkeit (voller Ausschlag) 0,1 μ V, Eingangswiderstand 200 Ω , Meßfehler $\pm 5\%$, Verstärkung kontinuierlich und stufenweise regelbar 0...10, 20, 30, 40, 50 dB, Ausgang (parallel zum Anzeiger) 0,1 V, 500 Ω , Speisung aus einer 4,5-V-Flachbatterie.

Das *Zentrallaboratorium für meßtechnische Forschung* (ZMF, Budapest) hat einen Schwingkondensator entwickelt, dessen Platten sich in einem luftdicht schließenden, magnetisch abgeschirmten Stahlbehälter befinden. Die bewegliche Platte läßt sich, auf einer Membranfeder sitzend, parallel verschieben. Beide Platten sind gegen die Stahlhülle isoliert. Die eine Platte wird von einem nicht vormagnetisierten Elektromagneten mit Schwingungen versetzt (Speisung 6,3 V, 50 Hz). Technische Daten: Frequenz 100 Hz, Isolationswiderstand $2,5 \cdot 10^{14}$ Ω , Umwandlungswirkungsgrad 30...75% (Nennwert), im Stromkreis gemessener Umwandlungsgrad 10...25%, Ruhekapazität 50 pF, Kontaktpotential 20 mV, Stabilität des Kontaktpotentials ± 100 μ V/24 h.

WF (Berlin) stellte ein selektives Mikrovoltmeter (300...800 MHz) aus. Technische Daten: Unsicherheit der Frequenzzeichnung $< 0,5\%$, Spannungsmeßbereich 1 μ V...10 mV. — Als weitere Neuentwicklung wird ein Feldstärke- und Störfeldstärkemesser damit gekoppelt. Frequenzbereich 0...1000 MHz, Dämpfung 20 dB, Dämpfungsunsicherheit $< 0,5$ dB, Wellenwiderstand 60 Ω , Anpassungsfaktor beiderseitig $\leq 0,8$.

Zum Messen der Parameter $1-\alpha$, h_{11} , h_{22} , h_{12} an Flächentransistoren kleiner Leistung in Basisschaltung stellte *Zopan* ein neuentwickeltes Parametermeßgerät („MPTW-4“) aus. Der im Gerät angewandte Phasenausgleich ermöglicht auch die Bestimmung der Reaktanzkomponente. Sperr- und Durchlaßwiderstand an Dioden sind ebenfalls meßbar.

Das nach dem Modion-Prinzip aufgebaute, mit transistorisierten Stromkreisen arbeitende selbstkompensierende Ionisations-Vakuummeter, „Modion 120“, zeigte *ZMF* (Budapest). Die Alpert-Meßröhre ist galvanisch entgast. Zur Anzeige und zum Schutz gegen Gaseinbrüche sind Relaisstromkreise vorhanden (Meßbereich 10^{-3} ... 10^{-8} mm Hg, Eichung auf trockene Luft bezogen).

Gamma (Budapest) stellte den neuen Szintillationsverstärker „A-11-R 2“ vor. Technische Daten: Eingangsimpedanz 100 k Ω (20 pF), Eingangssignal negativ, Verstärkung $1000 \pm 5\%$, Verstärkungsstufen 1000, 500, 200, 100, 50, 20, 5, 2, 1.

Für die Messung von Zeit und Frequenz und zur Impulszählung zeigte *Zopan* den zählenden Wellenmesser „PFL 2“. Das Gerät kontrolliert sich selbst, ohne daß irgendwelche zusätzlichen Apparaturen erforderlich sind. Technische Daten: Frequenzmessung: Bereich 100 Hz...2,2 MHz, Eingangsspannung 0,3 V...100 V, 1 M Ω , 20 pF, Meßzeiten 1 ms, 10 ms, 100 ms, 1 s, 10 s, 100 s; Periodenmessung: Bereich 100 μ s... 10^5 s; Impulsabstandsmessung: Bereich 10 μ s... 10^3 s, positive und negative Impulse.

Gamma stellte unter anderem noch einen Dekadenzähler, ein tragbares Zählgerät mit 12 V Speisespannung und einer Aufspeicherungsfähigkeit von maximal 10^5 Impulsen sowie ein Taschendosimeter (Meßgrenze 150 mr) aus.

Als weitere Neuentwicklung von *ZMF* fand noch eine Hochdruck-Ionisationskammer für γ -Strahlen und eine Flächengewichts-Meßanlage (100...1000 g m $^{-2}$ und 500...5000 g m $^{-2}$) Beachtung.

E. Fischer

Halbleiter-Bauelemente auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung Berlin 1961

DK 621.382:061.4,,1961''

I. Transistoren

Für Eingangsstufen von Tonbandgeräten liefert *Intermetall* den rauscharmen Subminiaturtransistor OC 364 mit 30 mW Verlustleistung, der eine Rauschzahl $F < 5$ dB hat. Seine Grenzfrequenz in Basisschaltung ist $f_a = 2,5$ MHz.

Bereits in Hannover zeigte *Siemens* die besonders für kommerzielle Anwendungen bestimmten Mesa-Transistoren AFY 10 und AFY 11. Diese Transistoren sind jetzt auch als Standardtypen (AF 107, AF 108) für Rundfunk- und Fernsehzwecke erhältlich. Ihre Daten (Tab. I) entsprechen weitgehend denen des AFY 10 beziehungsweise AFY 11.

Neue NF-Transistoren in quadratischen Metallgehäusen ($6 \times 6 \times 17$ mm), mit denen sich vollständige NF-Verstärker mit Sprechleistungen bis

Tab. I. Kenndaten der Siemens-Mesa-Transistoren AF 107 und AF 108

	AF 107	AF 108
$-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA		
Frequenz für $\beta = 1$	250 (>150)	250 (>150) MHz
höchste Schwingfrequenz $f_{osz \max}$	500	500 MHz
optimale Leistungsverstärkung $V_{LB \text{ opt}}$ in Basisschaltung bei 100 MHz	>10	>12 dB
optimale Leistungsverstärkung $V_{LE \text{ opt}}$ in Emitterschaltung bei 100 MHz	>12	>14 dB
Rauschfaktor bei 100 MHz F ($R_g = 60 \Omega$)	5,8	5,8 dB
Rauschfaktor bei 200 MHz F ($R_g = 60 \Omega$)	6,8	6,8 dB
Stromverstärkung bei 1 kHz β_0	20 (>5)	20 (>10)
Rückwirkungszeitkonstante $r_{bb'} \cdot C_{c'b'}$	35 (<50)	35 (<50) ps
Kollektorsperrschichtkapazität C_C bei $-U_{CB} = 6$ V	1,4 (<2)	1,4 (<2) pF
$-U_{CE} = 10$ V, $-I_C = 10$ mA		
Frequenz für $\beta = 1$	330 (>200)	330 (>200) MHz
höchste Schwingfrequenz $f_{osz \max}$	600	600 MHz
optimale Leistungsverstärkung $V_{LB \text{ opt}}$ in Basisschaltung bei 100 MHz	>12	>14 dB
Stromverstärkung bei 1 kHz β_0	60 (>25)	60 (>25)
Rückwirkungszeitkonstante $r_{bb'} \cdot C_{c'b'}$	28 (<40)	28 (<40) ps
Kollektorsperrschichtkapazität C_C bei $-U_{CB} = 10$ V	1,2 (<1,8)	1,2 (<1,8) pF

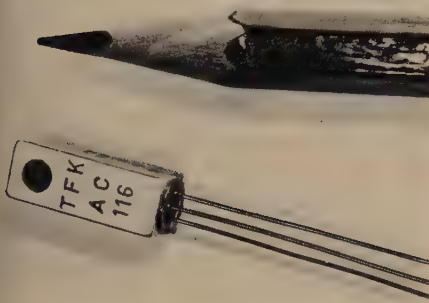


Bild 1.
NF-Transistor AC 116
(Telefunken)

STV 85/8

STV 85/8, eine Spannungsstabilisatorröhre in Subminiaturausführung.

Besondere Kennzeichen:

Reinmetallkathode,
Elektrodenanschlüsse zum Einlöten,
hohe Lebensdauer,
hohe Stoß- und Schüttelfestigkeit,
kleinste Einbaugröße,
Sprungstellenfrei,
kleiner Temperaturkoeffizient,
beliebige Parallelkapazität,
durch Hilfselektrode keine Zündspitze.

TELEFUNKEN

Wir senden Ihnen gern Druckschriften
mit genauen technischen Daten.

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM-DONAU

Tab. II. Daten der Siemens- und Telefunken-Tunneldioden

	I_1 [mA]	I_1/I_2	U_1 [mV]	U_2 [mV]	$-R_n$ [Ω]	R_S [Ω]	C_{min} [pF]	L_S [nH]
<i>Siemens</i>								
TU 4 (blau)	1,3...2	> 4	≈ 55	≈ 250	30...100	< 2	10...30	1,2 ¹⁾
TU 5 (weiß)	0,8...1,6	> 4	≈ 55	≈ 250	60...150	< 3	5...20	1,2 ¹⁾
TU 6 (lila)	0,7...1,2	> 4	≈ 55	≈ 250	80...200	< 6	2...10	1,2 ¹⁾
TU 7 (schwarz)	0,85...1,15	> 5	≈ 55	≈ 250	80...200	< 4	4...10	1,2 ¹⁾
<i>Telefunken</i>								
AE 101	1	6,5	55	300	100	1	10	0,5

1) gemessen in einer Meßleitung „3,5/9,5“



Bild 2. Tunneldiode AE 101 (Telefunken) im Größenvergleich zu einem Reißnagel

Tab. III. Daten der Intermetall-Siliziumgleichrichter

	BYY 31	BYY 32	BYY 33	BYY 34	BYY 35	BYY 36	BYY 37
Nennsperrspannung U_{sp}	100	200	300	400	500	600	700 V
Sperrstrom I_{sp}	< 5	< 5	< 5	< 5	< 5	< 5	< 5 μA
Stoß-Spitzenspannung $U_{stoß}$	150	300	450	600	750	900	1050 V
bei $t < 1$ ms							
periodischer Spitzenstrom I_s	6	6	6	6	6	6	6 A
bei $\Theta < 20^\circ$, $f > 16$ Hz							
Nennstrom in Einwegschaltung I_D	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6 A
bei $T_{ugb} = 50^\circ$ C							
Kristalltemperatur T_j	150	150	150	150	150	150	150° C

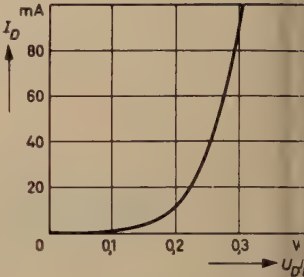


Bild 3. Kennlinie der Siemens-Regeldiode RD 10

1,8 W bei 6-, 9- und 12-V-Betrieb aufbauen lassen, stellte Telefunken vor (Bild 1). Die neue Gehäuseform ermöglicht es, die Transistoren zu kompakten Blöcken zusammenzubauen, wodurch neben beachtlicher Raumersparnis auch die besonders für temperaturkompensierte Gegentakt-Endstufen erforderliche Temperaturgleichheit erreicht wird. Da das Me-

tallgehäuse gleichzeitig als Kühlkörper wirkt, sind keine weiteren Kühlmaßnahmen erforderlich. Die im oberen Teil des Gehäuses vorhandene 3,2-mm-Bohrung erlaubt eine einfache Montage der Transistoren auf einer Grundplatte. Neben dem bereits bekannten Treibertransistor AC 1160 umfaßt die neue Serie die Endstufentransistoren AC 117 (für 6- oder



Lorenz Kleinstlautsprecher

... unsere große Leistung

Korbdurchmesser:
45, 57, 65, 70 mm
Ovaltype: 36 x 102 mm

Verlangen Sie bitte unser
Datenblatt 0630.4-1-1



Standard Elektrik Lorenz AG
Lorenz Werke Stuttgart

9-V-Betrieb) und AC 124 (für 12-V-Betrieb) mit 400 mW Verlustleistung sowie den Treibertransistor AC 123 (ebenfalls für 12 V Betriebsspannung). Der für diese Serie neuentwickelte Vorstufentransistor AC 122 ist ein Nachfolgetyp des OC 604. Da er nur für eine Verlustleistung von 60 mW ausgelegt ist, genügt hier ein rundes Metallgehäuse, dessen Abmessungen gegenüber denen des OC 604 auf $5,5 \varnothing \times 10,5$ mm verringert werden konnten.

Valvo brachte drei neue NF-Siliziumtransistoren heraus, die sich durch zugelassene Kollektorströme von 250 mA (beziehungsweise 500 mA_s) auszeichnen. Diese Gruppe besteht aus den 36-V-Typen BCY 10 und BCY 12 mit unterschiedlicher Gleichstromverstärkung und der 60-V-Ausführung BCY 11. Ihre Grenzfrequenz für $\beta = 1$ bei $-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 1$ mA ist $f_{\beta=1} = 1,5$ MHz (BCY 12: $f_{\beta=1} = 2$ MHz) und die Rauschzahl $F = 7$ (20) dB bei $-U_{CE} = 2$ V, $-I_C = 0,5$ mA, $R_g = 500 \Omega$.

2. Tunneldioden

Siemens erweiterte die Tunneldioden-Serie durch die Typen TU 4, TU 5, TU 6 und TU 7, deren Daten in Tab. II zusammengestellt sind. Die Siemens-Tunneldioden haben zwei M 2-Gewindezapfen, mit denen man sie in Koaxial- oder Bandleitungen einschrauben kann. Um unerwünschte Eigenschwingungen zu verhindern, soll die Eigenresonanz der Anordnung (Diode und Fassung) über der Grenzfrequenz der Diode liegen. Dazu ist ein möglichst induktivitätsarmer Einbau erforderlich.

Auch Telefunken hat eine neue Tunneldiode (AE 101, Bild 2) in das Fertigungsprogramm aufgenommen. Obwohl der mittlere negative Widerstand von 100Ω und das mittlere Verhältnis $I_1/I_2 = 6,5$ der bereits in Hannover gezeigten AE 100 beibehalten wurden, konnte durch das konzentrische Mikrogehäuse eine erhebliche Verringerung der Serieninduktivität (0,5 nH) und dadurch die Erhöhung der Eigenresonanz auf $2,25 \cdot 10^9$ Hz erreicht werden. Die Daten der AE 101 enthält Tab. II.

3. Dioden und Photo-Halbleiter

Da die Geräteindustrie vielfach Zenerdioden benötigt, deren Zenerspannung bei 5 mA Zenerstrom unter 5 V liegt, ergänzte Intermetall die Zenerdiodeserie durch die 250-mW-Typen Z 3 ($U_Z = 3 \dots 4$ V bei $I_Z = 5$ mA, $R_Z < 100 \Omega$) und Z 4 ($U_Z = 4 \dots 5$ V bei $I_Z = 5$ mA, $R_Z < 90 \Omega$).

Miniatur-Germaniumdioden wurden jetzt auch bei Siemens in das Lieferprogramm aufgenommen. Die neuen Typen RL 52 (HF-Diode für hochohmige Gleichrichterschaltungen), RL 252 (Diodenpaar für Ratiodetektorschaltung) sowie die Universaldioden RL 53 und RL 54 mit 90 V Sperrspannung, die etwa den bisherigen Typen RL 43g beziehungsweise RL 44g entsprechen, haben ein Glasgehäuse von nur 8 mm Länge und 2,5 mm Durchmesser. Eine weitere Neuentwicklung, die Regeldiode RD 10, deren Kennlinie Bild 3 zeigt, ist zur Regelung des Kollektorruhestroms von Transistor-Gegentakt-Endstufen bei schwankender Betriebsspannung bestimmt. Die Regeldiode wird dem Potentiometer zur Arbeitspunkteinstellung der Transistoren in Durchlaßrichtung parallelgeschaltet und hält den Ruhestrom bei entsprechender Dimensionierung weitgehend konstant. Da dabei auch Temperaturschwankungen kompensiert werden, dürfte sich in vielen Fällen eine zusätzliche Temperaturkompensation erübrigen. Die RD 10 hat bei $I_D = 100$ mA eine Durchlaßspannung von $U_D = 0,22 \dots 0,35$ V; der maximal zulässige Durchlaßstrom ist 200 mA. Das Silizium-Photoelement BPY 11 eignet sich wegen seiner kleinen Abmessungen ($2,2 \times 4,8$ mm, lichtempfindliche Fläche etwa 7 mm^2) besonders für automatische Steuer- und Regelschaltungen. Bei 1000 lx Beleuchtungsstärke (Farbtemperatur 2400°K) gibt es eine Leerlaufspannung von $U_L = 300$ mV und den Kurzschlußstrom $I_K = 40 \mu\text{A}$ ab. Das Maximum der spektralen Empfindlichkeit liegt bei $\lambda = 0,85 \mu\text{m}$.

Die Reihe der Germanium-Golddrahtdioden von Valvo wurde durch die Miniaturausführungen (6,4 mm Länge, 2,5 mm Durchmesser) AAZ 15, AAZ 17 und AAZ 18 erweitert, von denen die Allzweckdiode AAZ 15 mit hohem Sperrwiderstand der OA 5 und die Schalterdiode AAZ 18 der OA 9 entspricht. Die AAZ 17, für die es keinen Paralleltyp mit großem Gehäuse gibt, ist für Schalteranwendungen bestimmt. Ihr Impulsdurchlaßstrom ist 200 mA, die Sperrspannung 50 V und die Kapazität $1,5 (\leq 4) \text{ pF}$ bei $-U_D = 0,75 \text{ V}$, $f = 0,5 \text{ MHz}$.

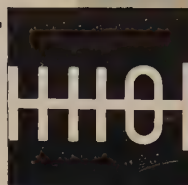
4. Gleichrichter

Die AEG ergänzte die Reihe der 0,6-A-Siliziumgleichrichter durch den Typ Si 01 N, der eine maximale Spitzenspannung von 800 V hat. Die Gleichrichter dieser Typenreihe sind jetzt auch mit Kühlkörper lieferbar, wodurch sich der Nenngleichstrom auf 1,5 A bei den Typen Si 01 F und Si 01 K sowie auf 1,25 A bei Si 01 M und Si 01 N erhöht. Auch die Serie der Vierschichtdioden wurde durch vier 100-A-Zellen (BTY 20, BTY 21, BTY 22, BTY 23) erweitert, die einen Stoßstrom von 1500 A vertragen. Die Spannungsgruppen entsprechen denen der BTZ-Typen. Auf dem Gebiet der Selen-Kleingleichrichter zeigte die AEG als Neuentwicklung die Gleichrichter E 12,5 C 5 bis E 75 C 5, die nur eine Länge von 7 mm bei 4 mm Durchmesser haben.

0,6-A-Siliziumgleichrichter mit Nennsperrspannungen zwischen 100 und 700 V (BYY 31 bis BYY 37, Tab. III) liefert jetzt auch Intermetall. Der

ANTENNEN-LEITUNGEN

für UKW-Rundfunk und Fernsehen



TONFREQUENZ-LEITUNGEN

für Elektroakustik, Meßtechnik und Elektronik



HOCHFREQUENZ-KABEL

für Sendeanlagen, insbesondere FLEXWELL-Kabel



DELAX-KABEL

zur Impulsverzögerung



Schreiben Sie uns bitte, welches Gebiet Sie besonders interessiert, und verlangen Sie unsere Druckschrift V 2074.

Wir werden Sie gern informieren.



HACKETHAL

HACKETHAL-DRAHT- UND KABEL-WERKE
AKTIENGESELLSCHAFT · HANNOVER



damit Sie gleich bestellen können

... und sich eine Anfrage ersparen, unterbreiten wir Ihnen ein vollständiges Angebot:

PHILIPS

Gleichspannungs-Speisegerät PE 4804

Einstellbare, netzgespeiste Gleichspannungsquelle sehr hoher Konstanz zum Anschluß an 110...245 V, 50...60 Hz. Gleichspannung stetig einstellbar von 0,5...30 V, maximal 4 A; umschaltbar auf 1...60 V, maximal 2 A, oder $2 \times 0,5...30$ V, maximal 2 A. Maximale Abweichung der Ausgangsspannung $\pm 0,15\%$ bei Netzspannungsschwankungen von 90...110% (198 V...242 V), Innenwiderstand $< 20 \text{ m}\Omega$; mit Spannungs- und Strommesser; auch für 19"-Gestell-Einbau.

DM 2 750,—



ELEKTRO SPEZIAL

INDUSTRIE-ELEKTRONIK · ABTEILUNG VB
HAMBURG 1 · PHILIPS-HAUS · 32 10 17

Universal- Relais



- max. Schaltspannung 250 V
- max. 3 Umschaltkontakte
- max. Schaltstrom 6 A
- für Gleich- oder Wechselstrom
- Abmessung nur 35 x 35
- für Lötanschluß
- für Kabelstecker
- für gedruckte Schaltung
- für Steckersockel
- für Schraubanschluß

KUHNKE

ELEKTROTECHNISCHE FABRIK GMBH · SEIT 1928

MALENTE/HOLSTEIN · TEL. 397 u. 398 · FS 02 6703

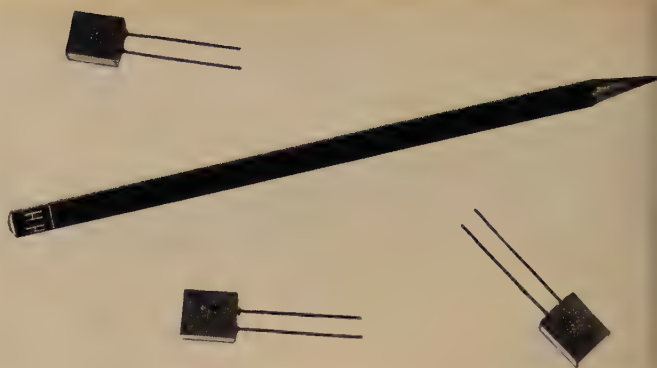


Bild 4. Silizium-Gleichrichter BY 242 (Siemens)

neue Silizium-Netzgleichrichter BY 103 für Fernsehgeräte hält eine Stoß-Spitzenspannung ($t < 1 \text{ ms}$) von 1250 V aus und ist in Einwegschaltungen mit Ladekondensator (maximal $200 \mu\text{F}$) bis 0,4 A belastbar.

Neben dem bewährten Siliziumgleichrichter OY 241 fertigt Siemens den Fernsehgleichrichter BY 242 (Bild 4) mit Kunststoffummhüllung, der speziell für gedruckte Schaltungen entwickelt wurde. Für Sinushalbwellen ist eine Spitzenspannung von 800 V und für nichtperiodische Impulse von 1250 V zulässig. Auch Standard Elektrik Lorenz zeigte einen 0,5-A-Siliziumgleichrichter für Fernsehgeräte mit 1000 V Spitzenspannung, dessen Typenbezeichnung aber noch nicht feststand.

Für 400 V Nennspannung und 20 A Gleichstrom bei Widerstandsbelastung ist der Silizium-Leistungsgleichrichter BY 15 von Valvo ausgestellt. Spannungsspitzen von 800 V und Stromspitzen bis 400 A sind für eine maximale Dauer von 10 ms zulässig. In diesem Zusammenhang sei noch darauf hingewiesen, daß der Fernsehgleichrichter BY 100 von Valvo, der bereits in Hannover gezeigt wurde, bei 70°C Umgebungstemperatur nur maximal 450 mA Gleichstrom abgeben kann.

U. Radke

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Deutsche Musik-Phonothek in Berlin

Nachdem alle rechtlichen und finanziellen Voraussetzungen für die Tätigkeitsaufnahme der „Deutschen Musik-Phonothek“ geschaffen sind, trat am 24. August 1961 der Verwaltungsrat der Deutschen Musik-Phonothek in Berlin zu seiner konstituierenden Sitzung zusammen. Die Deutsche Musik-Phonothek, die am 1. September 1961 ihre Arbeit in Berlin begonnen hat, hat die Aufgabe, Musikaufnahmen von dokumentarischem Wert (Schallplatte, Tonband und andere Tonträger) — etwa von der Jahrhundertwende bis zur Gegenwart — sowie alle künftigen Neuerscheinungen zu sammeln, die als klingende Dokumentation der Forschung und Lehre erschlossen werden sollen. Die in der Fachabteilung Phono im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie vereinigten Schallplattenfirmen stellen der Deutschen Musik-Phonothek je zwei Schallplatten ihrer gesamten Produktion zur Verfügung.

Elektronik-Kurse

Die Handwerkskammer Lübeck hält Kurse über „Elektronische Anlagen“ ab. Die als Abendkurse durchgeführten Elektronik-Kurse umfassen 24 Unterrichtsstunden; Teilnehmergebühr: 48 DM. Die nächsten Kurse finden statt vom 6.11. bis 17.11.1961 in Lübeck, vom 20.11. bis 1.12.1961 in Kiel und vom 4.12. bis 15.12.1961 in Itzehoe.

Weitere Auskünfte erteilt die Handwerkskammer Lübeck, Abteilung für Berufsausbildung, Breite Straße 10–12, Telefon 25791/93.

Deutsche Industrieausstellung Berlin vom 14. bis 29. Oktober 1961

In der Zeit vom 14. bis 29. Oktober 1961 findet in den Ausstellungshallen am Funkturm zum zwölften Male die Deutsche Industrieausstellung Berlin statt. Es handelt sich dabei wie bisher um eine Leistungsschau der Deutschen Industrie, die wiederum alle 15 Hallen beansprucht. Die Rundfunk-, Fernseh- und Phonoindustrie wird jedoch diesmal nicht vertreten sein. Das Hauptthema der diesjährigen Ausstellung steht in engem Zusammenhang mit der Industrialisierung: der Verkehr auf Straße und Schiene sowie zu Wasser und in der Luft.

Neue Anschrift von Rhode & Schwarz in Berlin

Am 20. September 1961 hat die Rhode & Schwarz Vertriebs-GmbH neue Geschäftsräume in Berlin-Charlottenburg 1, Ernst-Reuter-Platz 10, bezogen (Telefon: 34 05 36, Fernschreiber: 018 36 36).

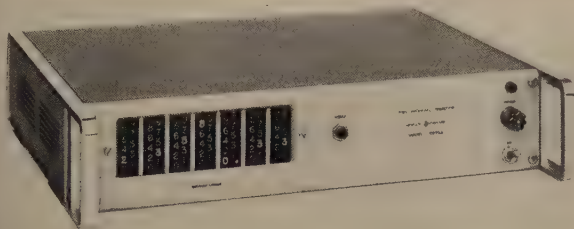
Thermometer für Tiefsttemperaturen

Für Messung von Temperaturen zwischen 4 und 40° K hat *Honeywell* Widerstandsthermometer entwickelt, die aus dotiertem Germanium bestehen und einen brauchbaren Widerstandswert sowie eine hohe Empfindlichkeit haben. Sie sind mit getrennten Anschlüssen für Strom und Spannung versehen und ermöglichen Messungen bei Verwendung normaler Potentiometer. Zur Zeit stehen zwei vollkommen gekapselte und hermetisch verschlossene Ausführungen zur Verfügung. Ein weiterer Typ befindet sich in Vorbereitung, mit dem man bis hinab zu 1° K messen kann.

ELRU-Information 550

Elektronischer Digitalzähler „5275A“

Hewlett-Packard (Deutsche Vertretung: *Hewlett-Packard Vertriebsgesellschaft mbH*, Frankfurt a. M.) liefert neuerdings den elektronischen Zähler „5275A“ mit 10 ns Auflösungszeit, der besonders zur genauen Messung sehr kurzer Zeitintervalle zwischen Ereignissen verwendbar ist, die sich durch eine Folge elektrischer Impulse darstellen lassen. Auf diese Weise



kann man auch hohe Geschwindigkeiten und große Beschleunigungen messen. Der Meßbereich ist 10 ns...0,1 s, die Zählfrequenz 100 MHz. Ein außerhalb befindliches Frequenznormal liefert 1 MHz. Diese Frequenz wird in einer eingebauten Schaltung mit 100 multipliziert. Die Ablesung der Zählergebnisse erfolgt an 7 Dekaden in Mikrosekunden mit automatischer Angabe des Dezimalkommata. Ein Binärausgang erlaubt direkten Anschluß elektronischer Rechengерäte.

ELRU-Information 551

Tageslicht-Ringleuchтруpe

In allen Fällen, in denen man sich die Arbeit durch besseres Sehen erleichtern kann, wie zum Beispiel bei der Montage kleiner Bauelemente oder bei der Fehlerkontrolle, kann man die Tageslicht-Ringleuchтруpe von *Sigma Meßtechnik* vorteilhaft verwenden. Ihr Hauptmerkmal ist der Leuchtring, eine ringförmige Leuchtstoffröhre, die um die Optik herumgelegt ist und das zu betrachtende Objekt auch bei Tageslicht schattenfrei ausleuchtet. Der Durchmesser der austauschbaren Linsen (3-, 4- oder 6fach vergrößern) ist so groß, daß man das Objekt mit beiden Augen betrachten kann. Lupe und Lupenarm lassen sich allseitig verstellen. Der Sockel enthält den Transformator und verleiht infolge seines Gewichts dem Gerät eine ausgezeichnete Standfestigkeit.

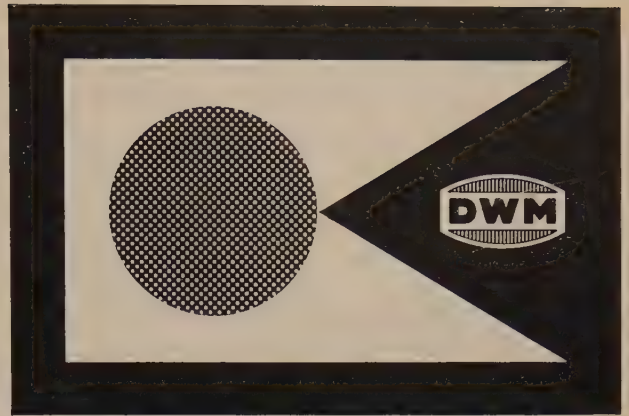


ELRU-Information 552

Gleichspannungswandler „MC“ für 10 kV

Für Kathodenstrahl- und Wanderwellenröhren werden hohe Gleichspannungen benötigt. Hierzu stellt *Arnold Magnetics Corp.* (Vertrieb: *Sylvan Ginsbury Ltd.*) den Gleichspannungswandler „MC“ her, der aus einer 28-V-Batterie gespeist wird und bis zu 10 kV Hochspannung liefert. Diese Stromversorgungseinheit ist hermetisch abgeschlossen und mit Öl gefüllt. Die Abmessungen sind etwa 37 × 80 × 79 mm.

ELRU-Information 553



Für besseres Messen und Prüfen

Nach diesem Grundsatz werden die vielfältigen DWM-Prüfanlagen den internationalen Erkenntnissen entsprechend ständig weiterentwickelt. Verbesserte Konstruktion — verfeinerte Meßprüfleistung — höchste Präzision, das sind die neuen Vorzüge der DWM-Prüfanlagen, die der Forschung und Fertigung dienen.

Unser Lieferprogramm: Tiefkühltruhen, Prüfschränke, Höhenkammern, Materialprüfanlagen, Großraumprüfanlagen, Anlagen für Staub-, Vibrations- und Explosionsprüfungen. Projektierung nach speziellen Erfordernissen.



Die Abbildung zeigt eine DWM-Tiefkühltruhe zur Erzeugung von Tiefkälte. Großer Nutzraum. Kurze Abkühlzeit. Temp.-Bereich von +20° C bis -160° C.

Fordern Sie kostenlos Spezial-Informationen oder unverbindliche Fachberatung durch unsere Projektingenieure.



Abt. Kälteanlagen
Deutsche Waggon- und
Maschinenfabriken GmbH
Berlin-Borsigwalde
☎ 49 00 15
☎ 018 3822

Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfänger

Von A. Fiebranz. Berlin-Borsigwalde 1961, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik. 235 S. m. 165 B. u. 22 Tab. DIN A 5. Preis in Ganzl. geb. 22,50 DM.

Den praktischen Erfordernissen nachkommend, dient dieses Buch der richtigen Wahl der Antenne und der zweckmäßigen Ausführung von Antennenanlagen aller Art für Rundfunk und Fernsehen. Es werden solche Anlagen beschrieben, die sich mit industriell gefertigten Antennen und Bauelementen aufbauen lassen, sowie die damit zusammenhängenden Probleme der Montage. Am Anfang stehen grundsätzliche Bemerkungen über die drahtlose Übertragung und über Empfangsantennenanlagen. Es folgen Abschnitte über die Bemessung von Fernsehempfangsantennen sowie über die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen auf Leitungen. Die Empfangsmöglichkeiten mit verschiedenen Antennenarten werden ebenso ausführlich beschrieben wie das reichhaltige Antennenzubehör und Gemeinschaftsantennenanlagen oder Kraftfahrzeugantennen. Die technischen Probleme sind übersichtlich geordnet und so gebracht, daß sie auch dem technisch weniger geschulten Leser verständlich sind. Der Techniker mit weitergehendem Interesse findet Berechnungsformeln, soweit sie sich in einfacher Form schreiben lassen. —hl

Impulstechnik

Von F. Früngel. Leipzig 1960, Akadem. Verlagsges. Geest & Portig. X, 575 S. m. 259 B. u. 27 Tab. 16×22 cm. Preis in Ganzl. geb. 54,— DM.

Als 10. Band der von R. Sewig herausgegebenen Technisch-Physikalischen Monographien behandelt dieses Buch die Erzeugung und Anwendung von Kondensatorentladungen. Im einzelnen sind folgende Kapitel vorhanden: Der Kondensator im Entladungskreis · Schaltmittel (Thyatron, Ignitron, Funkenstrecken) · Leitungen · Umwandlung von Kondensatorenergie in Stromstöße · Umwandlung von Kondensatorenergie in Spannungsschläge · Umwandlung von Kondensatorenergie in Röntgenblitze · Umwandlung kapazitiv gespeicherter Energie in Wärme · Umwandlung kapazitiv gespeicherter Energie in Magnetfelder · Umwandlung

kapazitiv gespeicherter Energie in akustische Impulse · Materialbearbeitung durch hochfrequente Kondensatorentladungen · Lichtblitzerzeugung mit kapazitiven Energiespeichern · Die Signalübertragung mittels lichtemittierender Kondensatorentladungen · Impulsmeßtechnik. Das vorliegende Werk ist allen Physikern und Ingenieuren zu empfehlen, die sich in das Gebiet der Kondensatorentladungen einarbeiten wollen.

Flächentransistoren in der Impulstechnik

Von P. A. Neeteson. Philips' Technische Bibliothek 1960. X, 161 S. m. 109 B. 15,5×23,5 cm. Preis in Ganzl. geb. 15,— DM.

Nachdem der Transistor zunächst als Verstärkerelement auf dem Rundfunkgebiet bekannt wurde, begannen auch Untersuchungen hinsichtlich seiner Verwendbarkeit als Schalterelement in der Impulstechnik. Im ersten Kapitel werden Vor- und Nachteile aller bekannten elektrischen Schalter untersucht, wobei der Transistor am besten abschneidet. Es folgt das Verhalten des Transistors in den Grundsicherungen der Impulstechnik (Impulsgeneratoren, Impulsformer, Frequenzteiler und Niveauschalter), wobei die mathematische Schaltungsanalyse auf das Wesentliche beschränkt wurde, um das Buch für einen möglichst großen Leserkreis verständlich zu machen. Nach einer kurzen Beschreibung von Hilfsschaltungen, wie Impulstore und Emittierfolger, werden im abschließenden Kapitel einige Beispiele für die Anwendung in logischen Schaltungen gebracht. —h

Alle besprochene Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden

Radionuklid-Tabelle

Zusammengestellt von W. Seelmann-Eggebert u. G. Pfennig. Ulm 1960, Telefunken GmbH. 68 S. 16,5×24 cm.

Für die Anwender von Radionukliden haben die Verfasser die meiste wichtige und für die Detektorauswahl notwendigen Daten aller Nuklide mit einer längeren Halbwertszeit als eine Stunde zusammengestellt. Ein alphabetisch geordnetes Verzeichnis der chemischen Elemente mit Symbol und Ordnungszahl sowie eine Übersicht über die Quantenenergie der Röntgenemissionslinien der K- und L-Serien vervollständigen diese Datensammlung. —oh—

CERBERUS KALTKATHODENRÖHREN

für zuverlässige elektronische Geräte

Präzisions-Stabilisierungsröhren

Ausgezeichnete zeitliche Konstanz, grosser Stabilisierungsbereich, hoher Spitzenstrom, kleine Fabrikationsstreuungen und kleiner Innenwiderstand sind die hervorsteckendsten Merkmale der Cerberus-Präzisionsstabilisierungsröhren.

Ein eingebauter Vorionisator gewährleistet einwandfreie Zündung auch in völliger Dunkelheit.

Die zweite Anode der Röhren SR 2, SR 3 und SR 5 gestattet die Vermeidung von Zündüberspannungen.

Technische Daten:

		SR 2 (SR 3)	SR 4	SR 5	SR 6 (SR 7)
Zündspannung V_Z	max. V	135 (155)	115	125	115 (145)
Stab. Spannung V_B	V	88 ± 2 (107 ± 3)	86 ± 1	85 ± 2	84 (104)
gemessen bei	mA	30	1,5	5,5	1,5
Stab. Bereich	mA	2—80	0,5—5	1—10	0,5—5
Regulierung	max. V	2 (4)	1	4	1,5 (3)
Im Bereich	mA	20—40	0,5—3	1—10	0,5—3
Änderung von V_B \pm max. V		1	1	1	1
in 20 000 h					
Sockel		Noval	Draht- enden	7-p. min	Draht- enden

Unsere Kaltkathoden-Relaisröhren:

GR 15, GR 16, GR 17, GR 18, GR 19, GR 20, GR 21

Gerne stellen wir Ihnen ausführliche Unterlagen über Stabilisierungsröhren, Relaisröhren und Signallglimmlampen mit langer Lebensdauer zu.

Cerberus AG Männedorf Tel. 051/74 15 55

In Westdeutschland Alfred Neye, ENATECHNIK, Darmstadt, Elisabethenstr. 17, Ruf: 76369, FS: 041 9357

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

10
1961

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

501 502 503 504 505 506 507 508 509 510 511 512 513 514 515 516 517 518 519 520
521 522 523 524 525 526 527 528 529 530 531 532 533 534 535 536 537 538 539 540
541 542 543 544 545 546 547 548 549 550 551 552 553 554 555 556 557 558 559 560

(Gültig bis 31. 1. 1962)

Seite	Firma
Erzeugnis	
Seite	Firma
Erzeugnis	
Anzeigenteil	
(Name, Vorname, Beruf)	
(Wohnort, Straße, Hausnummer)	
(beschäftigt in Firma)	

Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

AEG

Phasenausfallrelais „RSM 3“

Das Phasenausfallrelais „RSM 3“ dient zur Meldung oder Auslösung von Schaltvorgängen, wenn bei Drehstrommotoren eine oder zwei Phasen ausfallen. Es enthält drei Hilfsrelais, die mit kleinem Rückfallverhältnis arbeiten und das Unterschreiten eines Stromwertes überwachen. Bei normalem Betrieb sind alle drei Systeme erregt. Der Nennstrom ist 30 A, die Frequenz 40...60 Hz, das Schaltvermögen 6 A Gleich- oder Wechselstrom bei maximal 600 V.

ELRU-Information 535

Selbstanlaufende Synchronmotoren

Zum Lieferprogramm selbstanlaufender Synchronmotoren gehören neben den langsamlaufenden Motoren (Läuferdrehzahl 375 oder 750 U/min) auch die schnelllaufenden Motoren mit 3000 U/min. Sie sind für höhere Leistungen ausgelegt, die ihre Verwendung für Geräte der Steuerungs-, Regelungs- und Meßtechnik ermöglichen. Mit den langsam- und schnelllaufenden Motoren steht eine geschlossene Baureihe mit entsprechend abgestuften Drehmomenten für verschiedene Anwendungsgebiete zur Verfügung.

ELRU-Information 536

Agfa

Magneton-Zubehör

Das Agfa-Magneton-Zubehör-Programm ist durch eine praktische Klebegarnitur erweitert worden, die das Kleben von Magnetbändern erheblich erleichtert. In einem fest verschlossenen Kunststoffgehäuse befindet sich eine Rolle Klebeband, das je nach Bedarf herausgezogen und mit einem eingebauten Messer abgeschnitten werden kann. Der Agfa-Cutterkasten enthält jetzt zusätzlich einige Bandklammern. Auf der in den Deckel eingearbeiteten Klebeschleife ist die Schnittrichtung durch eine Nut vor-gezeichnet.

ELRU-Information 537

Bosch

Combi-Elektrowerkzeug

Ein besonders vielseitig verwendbares Elektrowerkzeug, das nach dem Baukastenprinzip aufgebaut ist, hat Bosch geschaffen. Mit Hilfe zahlreicher Zusatzteile kann man sägen, bohren, schleifen, polieren, hobeln, raspeln und schneiden. Als Antriebsmaschine dient eine funktentstörte Lesto-Bohrpistole mit 280 W und einer Vollast-Drehzahl von 2300 U/min. Mit Hilfe von Getrieben kann die Drehzahl auf 10000 U/min erhöht oder auf 600 U/min herabgesetzt werden.

ELRU-Information 538

Consolidated Electrodynamics

Bandlöschgerät „TD-2903“

Dieses automatisch arbeitende Löschgerät nimmt Spulen von 7...14" Ø für Magnetbänder von 1/4...2" Breite auf. Nach dem Aufsetzen der Spulen auf eine senkrechte Achse wird die Spule automatisch in das Löschfeld geführt, mehrere Male um 360° gedreht und langsam wieder herausgeführt. Der Löschvorgang dauert etwa 110 Sekunden. Als Löschdämpfung wird ein Wert von 90 dB genannt, bezogen auf ein voll ausgesteuertes 15-kHz-Signal und Messung des nach der Löschung vorhandenen Restpegels über ein Filter mit ±30 Hz Bandbreite.

ELRU-Information 539

Elektro Spezial

Wechselspannungsstabilisator „PE 4210“

Der Wechselspannungsstabilisator „PE 4210“ von Philips mit 10 kVA Nennleistung arbeitet wie die bisherigen Typen mit einem Transduktor. Der Scheinwiderstand der Wechselstromwicklung wird durch einen elektrischen Regelkreis so eingestellt, daß die Ausgangsspannung den Sollwert 220 V hat. Mit Hilfe eines Schraubenziehers kann man den Sollwert der konstanten Aus-

gangsspannung an der Frontplatte zwischen 209 und 231 V einstellen. Bei ohmscher Belastung und Netzspannungsschwankungen von 187...242 V ist die Abweichung der Ausgangsspannung ± 0,05%. Bei gleichzeitigem Auftreten von Belastungsänderungen kann dieser Wert sich im ungünstigsten Fall verdoppeln. Die Regelzeitkonstante ist 80 ms bei Netzspannungsänderungen von 5% und 40 ms bei Belastungsänderungen von 20% des Nennwertes.

ELRU-Information 540

Honeywell

Induktiver Druckgeber „NEP 1029“ und Differenzdruckgeber „NEP 1028“

Der induktive Druckgeber „NEP 1029“ und der Differenzdruckgeber „NEP 1028“ zeichnen sich durch ihre hohen Arbeitstemperaturen von 200°C besonders aus. Der Meßdruck wird auf eine Membrane übertragen, deren Bewegung dem Druck oder dem Differenzdruck proportional ist. Die Wegänderung der Membrane verstimmt eine induktive Wechselspannungsbrücke. In beiden Fällen können Drücke zwischen 0,35 kg/cm² und 350 kg/cm² gemessen werden. Die Ausgangsspannung ist 30 beziehungsweise 60 mV je Volt Eingangsspannung



Enthält in den Oktoberheften folgende Beiträge:

1. Oktoberheft 1961 (19)

- Gegenwart und Zukunft von Rundfunk und Fernsehen
- Phono-Neuheiten auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung
- Neue Fernsehantennen auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung
- Funk-Fernsteuerungsanlage »Mecatronic-Baby«
- Eine neuartige Multiband-Antenne
- Verbesserungen an der „FT 100“-Richtantenne (W 3 DZZ-beam)
- Ausgangsübertrager für Endverstärker
- Relaisröhrengesteuerter Zeitschalter
- Die Bedeutung der Informationstheorie für die Nachrichtentechnik

2. Oktoberheft 1961 (20)

- Tonbandeln — ein echtes Hobby
- Anwendung weichmagnetischer Werkstoffe bei Tonbandgeräten
- Zur Technik der Heim-Magnettongeräte
- Heim-Magnettongeräte 1961/62
- Polyester als Unterlage für Magnetbänder
- Tonstudio-Einrichtung ... leider nicht käuflich
- Akustische Fernsteuerung — tonbandprogrammiert
- Volltransistor-Koffermagnettongerät hoher Qualität
- Schallplatten für den Hi-Fi-Freund
- Ein Beispiel moderner Stereo-Schallplattenaufnahme · Tristan und Isolde
- Kondensatormikrofon in Transistor-Bauweise
- Tonband-Tastung

✱

FT-Kurznachrichten · Aus Zeitschriften und Büchern
Beilagen: Halbleiterdioden, Wirkungsweise und Schaltungstechnik

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

bei vollem Skalenwert, der Fehler für Linearität und Hysteresis ist über den vollen Skalenumfang kleiner als 1%.

ELRU-Information 541

Philips messen ... reparieren

In dieser Schrift wird eine Reihe von Meßgeräten für den Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Service mit technischen Daten und in Bildern vorgestellt. Es handelt sich dabei hauptsächlich um Meßsender, Oszillografen, Wobbler, RC-Generatoren, Rechteckgeneratoren, Bildmuster-Generatoren, Röhrenvoltmeter mit Zubehör und Meßbrücken.

ELRU-Information 542

Plessey 1-kW-Senderverstärker

Eingangsleistungen zwischen 75 und 500 mW (75 Ω) werden von dem neuen Senderverstärker auf 1 kW Ausgangsleistung (50 Ω) gebracht. Er arbeitet im Frequenzbereich 1,6...27,5 MHz und hat 12 kHz Bandbreite. Die klimatischen Bedingungen sind -15...+55°C und bis 95% Luftfeuchtigkeit.

ELRU-Information 543

Raytheon Schalttransistoren 2N497, 2N498, 2N656 und 2N657

Diese schnellen Schalttransistoren für Servo-Steuerungen,

Gleichstromsteuerungen und Schaltaufgaben bis zu 4 W sind in hermetisch verschlossene „TO-5“-Gehäuse eingebettet und für Temperaturen bis 200°C betriebsfähig. Die Typen 2N497 und 2N656 sind für 60-V-Betrieb, die Typen 2N498 und 2N657 für 100-V-Betrieb bestimmt.

ELRU-Information 544

Sauter Anlegethermostat „TAC 17“

Der Anlegethermostat „TAC 17“ ist besonders zur Vorlauftemperaturregelung und als Sicherheitsthermostat in ölgefeuerten Heizungsanlagen geeignet. Durch besondere Formgebung des Fühlers wurde ein ausgezeichneter Wärmeübergang erreicht. Da die Schaltdifferenz 3°C ist, andererseits aber in normalen Anlagen 4...6°C als Schwankung der Vorlauftemperatur zulässig sind, erübrigt sich die Verwendung einer wärmeleitenden Paste bei der Montage des Anlegethermostats „TAC 17“. Der Sollwert kann im Bereich von 30...110°C eingestellt werden. Die Kontakte sind bei 250 V_{eff} mit 6 A belastbar.

ELRU-Information 545

Siemens Sendetetrode RS 1082

Für Einseitenband- und Telefoniesender bis vorerst mindestens 230 MHz eignet sich die neue Sendetetrode RS 1082, die in Katodenbasisschaltung 30 kW

Ausgangsleistung liefert. Die Anodengleichspannung ist 8 kV, die Schirmgitterspannung 1,2 kV. Die Röhre hat die bereits bewährte, aus thoriiertem Wolfram hergestellte Maschenkatode, die als Aquipotentialkatode ausgeführt ist, um die bei gitterstromfreier Aussteuerung von 30 kW erforderliche Steilheit ohne Überdimensionierung des gesamten Systems zu erreichen. Der zulässige Katodenspitzenstrom ist 70 A. Steuer- und Schirmgitter sind ebenfalls als Maschensystem ausgeführt.

ELRU-Information 546

Standard Elektrik Lorenz Querstromlüfter „QLZ“

Die Querstromlüfter der Baureihe „QLZ“ sind fertige Einbaueinheiten, die entweder auf der Motorwelle fliegend gelagerte Lüfterwalzen haben oder bei langen Lüfterwalzen mit doppelter Lagerung ausgeführt sind. Beide Arten sind als einflutige und zweiflutige Einheiten lieferbar. Besondere Vorteile sind guter Wirkungsgrad und nahezu turbulenzfreier Strahl. Die Förderleistung kann mit Hilfe eines Vorwiderstandes verändert werden.

ELRU-Information 547

Telefunken Automatische Briefsortieranlage

Zur Bewältigung der ständig wachsenden Anzahl von Brief-

sendungen wurde für die Deutsche Bundespost eine automatische Briefsortieranlage entwickelt, die aus der Formattrennmaschine, einem Zwischenstapler, der Aufstellmaschine, einem weiteren Zwischenstapler, den Codierplätzen mit Vorverteilung nach 10 Richtungen, einem dritten Zwischenstapler und der Verteilmaschine besteht. Eine reichbebilderte Druckschrift enthält eine kurze Beschreibung dieser neuen Anlage.

ELRU-Information 548

van der Heem Preset Counter

Mit dem Preset Counter dieser Firma (Deutsche Vertretung: Drello, Paul Drellwell) ist es möglich, einen Fertigungsprozeß in einfacher Weise durch Zuführen elektrischer Impulse (z.B. von einer Photozelle) mit oder ohne Vorwahl zu steuern. Die Grundeinheit „9912“ hat drei Dekaden sowie einen mechanischen Zähler und kann maximal 10000 Imp/s zählen. Die Eingangsimpedanz ist etwa 20 k Ω und die kleinste Eingangsspannung 500 mV_{eff}. Die Ausgangsimpulse haben 5 V und 20 ms Dauer. Außerdem sind Relaisausgänge vorhanden (Ruhe- und Arbeitskontakte für 100 V, 1 A). Zur Ergänzung dient die Zweidekadeneinheit „9915“, mit der man einen Fünfdekadenzähler aufbauen kann.

ELRU-Information 549

metische Messungen an Eisenkernen bei Aussteuerung mit Impulsen
ringbandkerne werden auf ihre Brauchbarkeit bei Impulsbetrieb unter-
t. Die Aussteuerung erfolgt mit Hochspannungs-Leistungsimpulsen ver-
edener Dauer, Anstiegszeit und Amplitude. Gemessen werden die magne-
e Induktion in Abhängigkeit von der Impulsdauer und der Impulsanstieg-
sowie die Verluste in Abhängigkeit von der Induktion. Die Wirkungsweise
der Aufbau eines zu diesem Zweck entwickelten Leistungsimpulsgenera-
dessen Impulsdauer von 0,2 μ s...2,5 μ s und dessen Folgefrequenz von
Hz...5 kHz jeweils stufenlos einstellbar ist, wird beschrieben.

Elektronische Rundschau
15 (1961) Nr. 11, S. 523—524

DK 621.318.5,763":621.382.3

STÜLPNER

Schaltungen zur Abfallverzögerung von Relais mit Transistoren

Schaltungen zur Abfallverzögerung von Relais sind bei langen Verzögerungs-
zeiten mit Transistoren schwieriger aufzubauen als mit Röhren, da transisto-
rierte Schaltkreise wesentlich niederohmiger sind als die entsprechenden Röh-
schaltungen. Zunächst wird auf den monostabilen Multivibrator hingewie-
sen. Diese Schaltung kann verwendet werden, wenn die Ansteuerung des Relais
durch einen kurzen Impuls erfolgt oder der Anzug des Relais durch das
Impulsende bewirkt werden soll. Soll das Relais bereits zu Beginn des Impulses
ziehen und die Abfallverzögerung unabhängig von der Länge des Impulses
sein, verwendet man eine andere Schaltung mit einem Schmitt-Trigger.

Elektronische Rundschau
15 (1961) Nr. 11, S. 528—530

DK 621.385.34

COLOMBEK

Stabilisierung des Dauerstrichmagnetrons Valvo 7091

Abhängigkeit der vom Dauerstrichmagnetron Valvo 7091 abgegebenen
Leistung von Schwankungen der Netzspannung ist sehr groß. Die hier
beschriebene Anordnung vermindert sie beträchtlich; eine Schwankung der
Netzspannung von $\pm 10\%$ verursacht infolge der Stabilisierung eine Änderung
der Ausgangsleistung von nur $\pm 2..5\%$.

Elektronische Rundschau
15 (1961) Nr. 11, S. 536, 538, 540

DK 621.371:537-961(7)(94)

J. ALBRECHT

Die nachrichtentechnische Gesichtspunkte zur Überseeausbreitung im Kurzwellenbereich

Ein Bericht über erhaltene Meßwerte bringt die vorliegende Arbeit
eine Zusammenfassung von für die Übersee-Nachrichtentechnik neuen Ergeb-
nissen der langjährigen Untersuchungen des Verfassers auf diesem Gebiet mit
sonderer Bezugnahme auf seine Schnenausbreitungstheorie, deren experi-
menteller Beweis eingehend behandelt und diskutiert wird. Daneben wird auf
aktuelle Folgerungen hingewiesen.

R. HÜBNER

Einige interessante Anwendungen von Kaltkathodenröhren in Labor und Industrie

Kaltkathodenröhren werden als Schalt- und Verstärkerelemente in der indu-
striellen Elektronik in zunehmendem Maße für verschiedene Aufgaben ein-
gesetzt. Der folgende Bericht befaßt sich mit einigen erst kürzlich entwickelten
elektronischen Geräten, bei denen mit Kaltkathodenröhren bestückte Zeit-,
Licht- und Kontaktschutzrelais die wesentlichen Funktionen ausführen. An
Hand von Schaltbildern einer von der Universität Bern gebauten und in ihren
Labors benutzten Fraktionssammlers werden die den Kaltkathodenröhren
hierbei zufallenden Aufgaben beschrieben. Abschließend werden noch zwei
weitere Anwendungen von Kaltkathodenröhren gebracht.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 11, S. 525—528

DK 621.317.794:623.45

H. MAHNAU

Nachbildung der thermischen Strahlung einer Kernwaffenexplosion

Einleitend wird kurz die impulsförmige Emission thermischer Energie bei der
Explosion von Kernwaffen beschrieben und aufgezeigt, daß ein Interesse für
die Bestimmung des Zielortes und des verwendeten Kalibers besteht, da diese
Daten für Schutzmaßnahmen von Bedeutung sind. Es wird eine Anordnung
beschrieben, die es gestattet, thermische Impulse nachzubilden, die denen von
Kernwaffenexplosionen äquivalent sind, und es erlaubt, das Verhalten
gegenüber solchen Impulsen zu testen. Auf Grund derartiger Versuche
wurde ein sehr einfacher Indikator für die Bestimmung von Zielort, Zielhöhe
und Kaliber entwickelt.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 11, S. 531, 532, 534

DK 621.373.018.751:621.382.3

V. SPANY

Sägezahn-generator mit fast unendlicher Linearität

Auf Grund der mathematischen Analyse des Miller-Integrators mit
Flächentransistoren kommt der Autor zu dem Schluß, daß für gute Linearität
die Rückkopplung unerwünscht ist. Aus dieser theoretischen Erkenntnis
wurden neue Schaltungen entworfen, die sich zur Erzeugung verschiedener
Sägezahnspannungen eignen.

Elektronische Rundschau
Bd. 15 (1961) Nr. 11, S. 542, 544, 546, 548

DK 62-5:621.9

Empfehlungen bei der Anwendung digitaler Steuerungen für Werkzeug- maschinen

Auf Grund von Erfahrungen, die der Verfasser in einem amerikanischen
Großbetrieb gesammelt hat, wird aufgezählt, was beim Planen digitaler
Steuerungssysteme für Werkzeugmaschinen zu berücksichtigen ist. Besondere
Beachtung verdienen dabei zuverlässige Bauelemente, einfacher Wartungs-
dienst sowie die Ausbildung des Bedienungspersonals. Es folgen 13 wichtige
Vorschläge, die als Anhaltspunkte für die Planung dienen sollten. Die An-
forderungen an Bauelemente, Steckeinheiten und Betriebsunterlagen werden
beschrieben. Weitere Punkte befassen sich mit der Bedienung der automati-
schen Steuerung.

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 15 (1961) No. 11

G. KÄS: *Magnetic Measurements of Pulse Controlled Iron Cores*

p. 517-520

Tape-wound cores are investigated for their applicability to pulsed operation. The controlling high-voltage power pulses are varied in duration, rise time, and amplitude. Measured are the flux vs. pulse duration and vs. rise time as well as the loss vs. flux. Described is the construction and operation of a power-pulse generator developed for this application and featuring continuous adjustments of the pulse duration from 0.2 to 2.5 μ s and of the pulse repetition frequency from 200 to 5000 pps.

R. HÜBNER: *Some Interesting Applications of Cold Cathode Tubes in Laboratory and Industry*

p. 521-523

Cold-cathode tubes are increasingly being employed as switches and amplifiers in industrial electronics. This report indicates some recently developed equipments where essential functions are carried out by time, light, and contact-protecting relays equipped with cold-cathode tubes. Several cases of application are described, among them a circuit developed by the Bern University and covering the use of cold-cathode tubes in a fractional storage battery.

K. STÜLPNER: *Transistor Circuits for Relay Dropout Delay*

p. 523-524

Long-delay circuits for relay dropout cannot be designed with transistors as conveniently as with electron tubes because the former have a much lower resistance. Mention is made of the monostable multivibrator. This circuit is useful when the relay is triggered by a short pulse or operation of the relay is to be controlled by the pulse trailing edge. Another circuit employing a Schmitt trigger is described for the case where the relay is to operate when the pulse begins and the dropout delay is to be independent of the pulse duration.

H. MAHNAU: *Simulating the Thermal Radiation of an Atom Bomb*

p. 525-528

Defense measures include the determination of the size of an atom bomb and its target, evaluating the pulse of thermal energy emitted by the explosion. Described is an arrangement permitting simulation of thermal pulses equivalent to those of atom bomb explosions and testing their effect upon various materials. Experiments have resulted in a simple indicator of target, target elevation and bomb size.

W. GOLOMBEK: *Stabilizing the Output Current of CW Magnetron Valvo 7091*

p. 528-530

The RF output of the CW magnetron type Valvo 7091 depends to a high degree upon the fluctuation of the supply voltage. This effect has been substantially reduced by an arrangement stabilizing the operation so that a fluctuation of $\pm 10\%$ results in a change of the power output by not more than ± 2 to 5%.

V. SPANY: *Generating a Sawtooth of Almost Ideal Linearity*

p. 531, 532, 534

From the mathematical analysis of the Miller integrator employing junction transistors, the author draws the conclusion that feedback is undesirable for good linearity. This conclusion led to new circuits suitable for generation of various sawtooth voltages.

H. J. ALBRECHT: *New technical Aspects of Overseas Propagation in the Short-Wave Range*

p. 536, 538, 540

Following a report on measurements this paper deals with results of the author's investigations in the field of long-range propagation and their effect upon overseas tele-communications. Particular reference is made to his chordal-hop theory and its verification is discussed in detail. Possible conclusions are also mentioned.

Recommendations Concerning Digital Control of Machine Tools

p. 542, 544, 546, 548

Digesting the experience gathered by the author in a large industrial plant in USA, the viewpoints are listed that govern the planning of digital control systems for machine tools. They include reliability of components, simple maintenance, and training of operators. Thirteen important recommendations are made for such planning work. Described are specifications for components, plug-in units, and shop data. Other subjects deal with the operation of automatic control.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 15 (1961) No 11

G. KÄS: *Mesures de propriétés ferromagnétiques sous attaque impulsionnelle*

p. 517-520

Pour déterminer les caractéristiques impulsionnelles de noyaux toroïdaux feuilletés, on opère une attaque par impulsions de puissance et de hauteur dont durée, raideur de montée et amplitude sont variables. On mesure l'induction magnétique en fonction de la durée et de la raideur de l'impulsion, ainsi que les pertes en fonction de l'induction. Conçu pour ces applications, le générateur d'impulsions de puissance décrit se caractérise par une durée d'impulsion continuellement variable entre 0,2 et 2,5 μ s; la fréquence de recurence l'est entre 200 Hz et 5 kHz.

R. HÜBNER: *Quelques applications des tubes à cathode froide intéressants le laboratoire et l'industrie*

p. 521-523

En électronique industrielle, les tubes à cathode froide sont de plus en plus utilisés, en commutateurs ou amplificateurs, pour diverses applications. L'article traite de quelques appareils électroniques récents où de tels tubes effectuent les fonctions essentielles en équipant des relais temporisés, de lumière et de protection de contacts. À l'aide des schémas d'un collecteur de fractions construit à l'université de Bern et y utilisé en laboratoire, on explique les fonctions des tubes à cathode froide en faisant partie. Finalement, deux autres applications de ces tubes sont citées.

K. STÜLPNER: *Montages à transistors pour temporisation de relais*

p. 523-524

Si on veut obtenir des retards d'ouverture relativement longs, des montages temporisateurs pour relais sont, à cause des faibles résistances internes des transistors, plus difficiles à réaliser avec ceux-ci qu'avec des tubes. On traite d'abord de la bascule monostable qu'on peut utiliser quand le relais se trouve commandé par une impulsion brève, ou si sa fermeture doit avoir lieu à la fin d'une impulsion. Si on désire une fermeture au début d'une impulsion, et un retard d'ouverture indépendant de la durée de cette impulsion, on utilisera un montage comportant un trigger de Schmitt.

H. MAHNAU: *Simulation du rayonnement thermique d'une explosion nucléaire*

p. 525-528

Après avoir brièvement décrit l'émission impulsionnelle d'énergie thermique lors d'une explosion nucléaire, l'auteur montre qu'il est intéressant de définir le lieu et la puissance d'une telle explosion, ces données étant importantes pour les mesures de protection. Le dispositif décrit permet de produire des impulsions thermiques équivalentes à celle d'une explosion nucléaire, et d'en contrôler les effets sur divers matériaux. Partant de telles expériences, on a mis au point un indicateur permettant de déterminer le lieu, la hauteur et la puissance d'une explosion.

W. GOLOMBEK: *Stabilisation de courant pour magnétron continu Valvo 7091*

p. 528-530

La puissance H.F. délivrée par le magnétron à fonctionnement continu Valvo 7091 dépend fortement des variations de la tension du réseau. Grâce au dispositif stabilisateur décrit, une variation de $\pm 10\%$ de cette dernière ne détermine plus qu'une modification de ± 2 à 5% de la puissance de sortie.

V. SPANY: *Générateur de dent de scie de linéarité presque infinie*

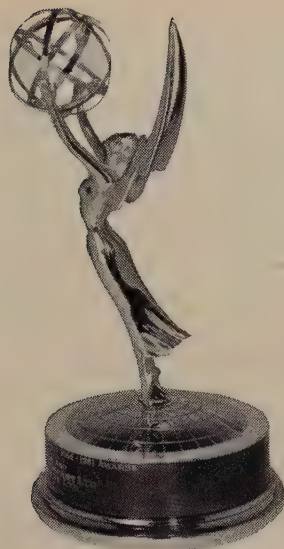
p. 531, 532, 534

De l'analyse mathématique d'un intégrateur de Miller équipé de transistors à jonctions, l'auteur conclut que la réaction est indésirable pour une bonne linéarité. Partant de cette théorie, il établit de nouveaux schémas permettant de produire diverses tensions en dent de scie.

Recommandations concernant la commande digitale de machines-outils

p. 542, 544, 546, 548

Se basant sur l'expérience acquise dans une grande usine américaine, l'auteur expose les considérations devant guider l'établissement de commandes digitales pour machines-outils. Il insiste notamment sur la fiabilité des composants, sur la facilité de l'entretien, ainsi que sur la formation du personnel de service. Il donne ensuite treize conseils importants, destinés à guider un projet, et énonce les qualités souhaitables pour les composants, les connecteurs, et les notices d'exploitation. Des indications sont également données sur l'utilisation de la commande automatique.



Die Auszeichnung für "Hervorragende technische Erfolge" wurde der **English Electric Valve Company Limited** von der "American National Academy of Television Arts and Sciences" für ihre Arbeiten bei der Entwicklung des 4½-Zoll Superorthikons verliehen. Mit dieser Verleihung ist eine besondere Würdigung verbunden, weil die Auszeichnung erstmalig ausserhalb der Vereinigten Staaten von Amerika verliehen wurde.

'ENGLISH ELECTRIC' SUPER- ORTHIKONS

Werden überall in der Welt in Fernsehstationen benutzt, um eine bisher unerreichte Bildqualität liefern zu können.

3-Zoll und 4½-Zoll Röhren für Anwendungen in Studios, bei Aussenaufnahmen und in der Medizin.

ENGLISH ELECTRIC VALVE COMPANY LIMITED

Vertreten durch:

WILLY LIST

FRANKFURT AM MAIN SÜD • KARLSBADERSTRASSE 8 • Tel: 687244

AP 178A



CONTRAVES

SERVO- MOTOR-GENERATOREN

Die stetig zunehmende Nachfrage ermöglicht uns, die bewährten Antriebs-elemente in grossen Serien und damit wirtschaftlicher herzustellen.

Weitere Contraves-Bauelemente für die Steuerungs- und Regeltechnik: Servo-Motoren, Servo-Verstärker, Rechenkondensatoren, Induktive Taster, Stufen-schalter, «Multiswitch» für digitale Eingabe von Zahlenwerten.

Contraves AG, Zürich
Schaffhauserstr. 580

Deutschland: F. Pfisterer KG, Botnangerstr. 32, Stuttgart W, Tel. 6 75 24

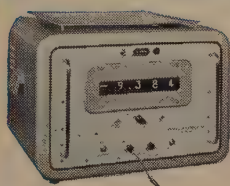




Jetzt

Digitale Präzisionsmessung für Wechsel- . . .

. . . und Gleichspannungen



**BE Digital Voltmeter,
Type BIE 2114**

- Dezimale horizontale Anzeige (4-stellig, Polarität und Dezimalpunkt)
- ± 1 mV bis ± 999.9 V, drei Bereiche
- Genauigkeit 0.05% absolut
- Umwandlungszeit 103 Millisekunden
- Automatische Bereichswahl mit Dezimalpunkt-Anzeige
- Eingangsimpedanz im niedersten Bereich grösser als 50 Megohm
- Anschluss für Digital Drucker



**BE Digital Voltmeter,
Type BIE 2116**

- Dezimale horizontale Projektionsanzeige (5-stellig, Polarität und Dezimalpunkt)
- ± 10 μ V bis ± 1000.0 V, fünf Bereiche
- Genauigkeit 0.01% absolut
- Umwandlungszeit 90 Millisekunden
- Automatische Bereichswahl mit Dezimalpunkt-Anzeige
- Eingangsimpedanz in den beiden niedersten Bereichen grösser als 50 Megohm
- Anschluss für Digital Drucker

Neu eingeführt in der Gruppe der digitalen Präzisions-Messgeräte wurde der BE transistorisierte AC/DC-Umwandler Type BIE 2171, der es ermöglicht Wechselspannungen mit einer Genauigkeit von 0.1% vom Vollausschlag zu messen. Das Instrument gestattet die Umwandlung von Wechselspannungen in Gleichspannungen, welche dem jeweiligen Spitzen oder Effektivwert (nur Sinusform) äquivalent sind. Die Ablesungen der Messergebnisse können sowohl direkt am Zeigerinstrument des Umwandlers, als auch an einem der beiden — am Ausgang des Umwandlers anschliessbaren — BE Digital Voltmeter Type BIE 2114 (4-stellig) und BIE 2116 (5-stellig), erfolgen.

Technische Daten der Type BIE 2171

Frequenzbereich und Genauigkeit	40 Hz bis 30 kHz, 0.1% 20 Hz bis 100 kHz, 0.25% 1 Megohm, 30 pF
Eingangsimpedanz in allen Bereichen	1 M Megohm, 30 pF
Eingang	koachsialer Anschluss
Eingangsbereiche (manuelle Auswahl)	1 mV bis 10 mV (Genauigkeit 1% vom Vollausschlag) 10 mV bis 100 mV 100 mV bis 1 Volt 1 bis 10 Volt 10 bis 100 Volt 100 bis 1000 Volt
Ausgangsspannung für alle Bereiche	1 bis 10 Volt
Einstellung	Manuelle Vorwahl: Spitzen- oder Effektivwert (0.707 Spitze)
Langzeit-Drift	kleiner als 0.1% vom Vollausschlag
Verstärkungs-Stabilität	0.1% der Verstärkungseinstellung
Temperaturbereich	0 bis 50 °C (Umgebungstemperatur)
Spannungsversorgung	110/250 V, 50 Hz
Abmessungen	590 x 216 x 362 mm
Gewicht	etwa 12 kg



Weitere Informationen erteilt

BLACKBURN ELECTRONICS LIMITED

Mitgliedsgesellschaft der Hawker Siddeley Group

FRANKFURT/MAIN ADALBERTSTR. 24

Transitron

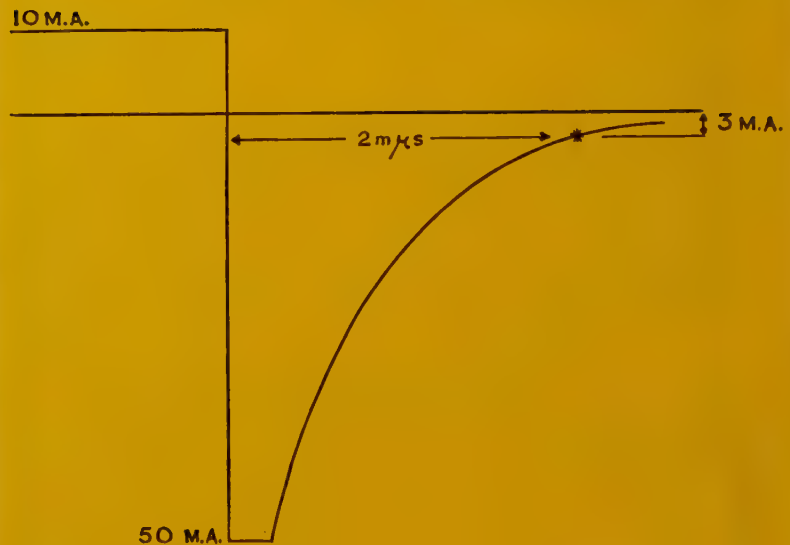
SEHR SCHNELL SCHALTENDE GERMANIUM DIODEN

Das umfangreiche Programm der anerkannt zuverlässigen Transitron Dioden enthält auch Germanium Golddraht Dioden mit sehr schneller Erholzeit in Sperrichtung.

Diese Dioden befinden sich jetzt in Massenfabrication und sind sofort ab Lager erhältlich—wobei kürzeste Lieferzeit innerhalb Westdeutschlands sichergestellt ist.

Darüber hinaus steht Ihnen das europäische Transitron Applikations— und Entwicklungsbüro mit Informationen bezüglich der Anwendung der Dioden für spezifische Aufgaben oder der verschiedensten Einsatzmöglichkeiten jederzeit zur Verfügung.

Auf Wunsch erteilt Ihnen nähere Auskunft



Type S 570 G
Datenblatt TE-1319 G

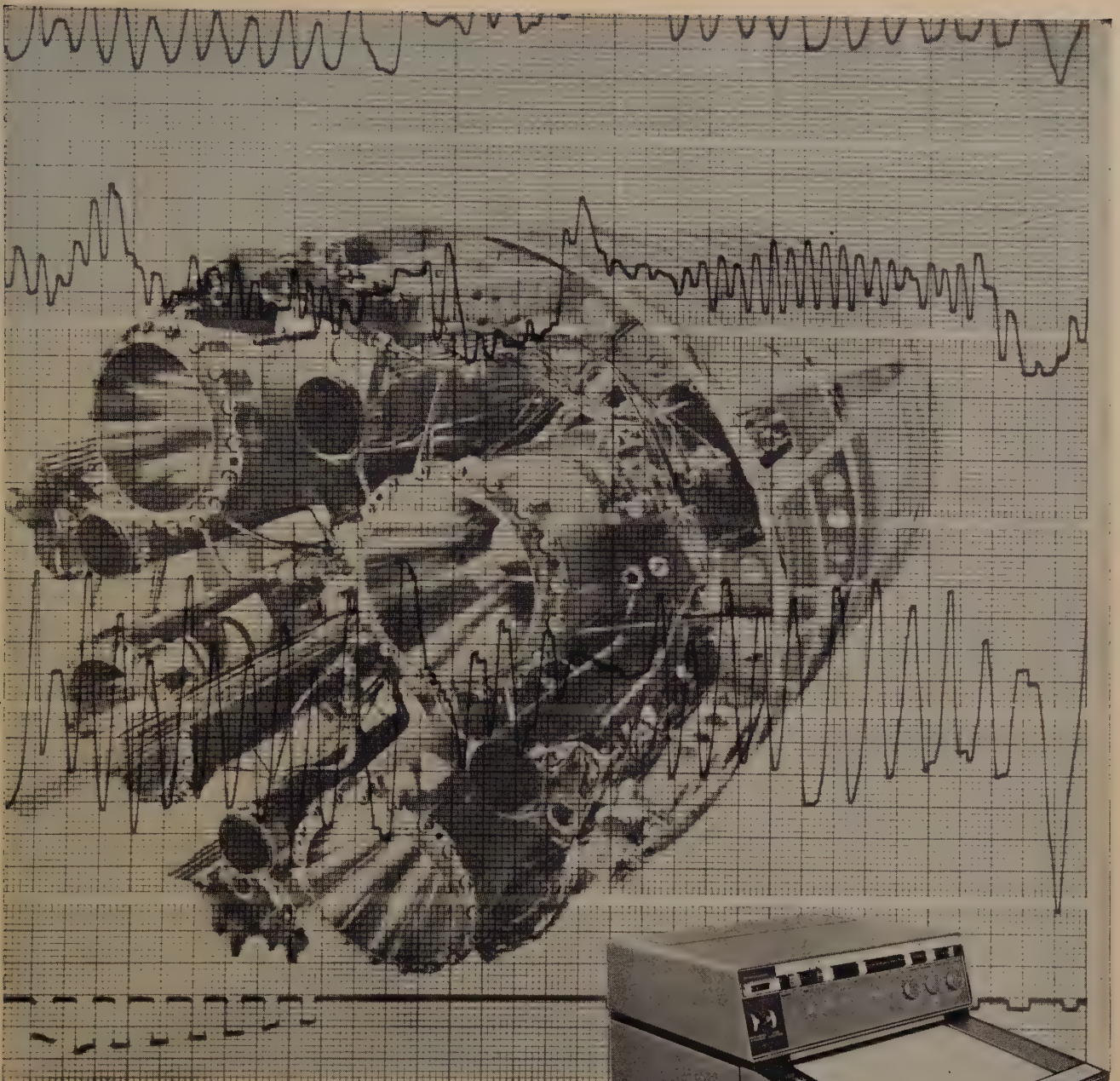
TRANSISTOREN • DIODEN • GLEICHRICHTER • GESTEUERTE • SCHALTER • REGELDIODEN • ZENER-DIODEN

Transitron

electronic GmbH
münchen 5 corneliusstrasse 12
fernruF 22 72 74



Généralvertretung für die Schweiz, OMNIRAY A.G., Dufourstrasse 56, Zürich 8, Telefon (051) 34 44 30



Century - die idealen vibro-meter Registriergeräte

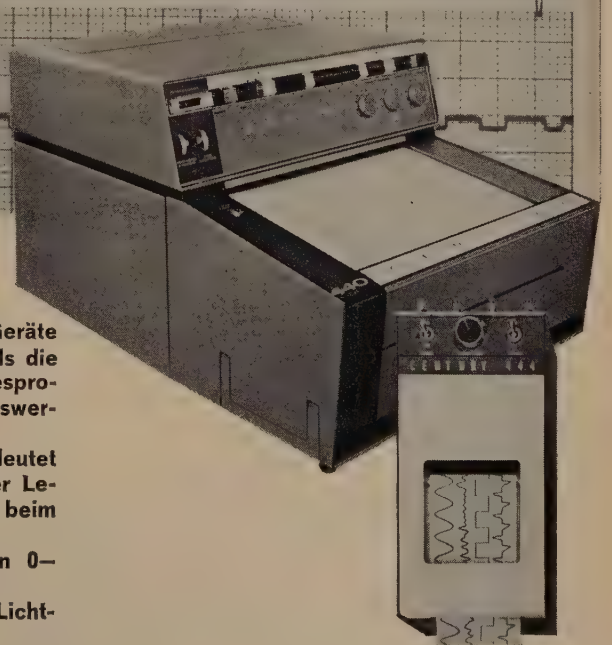
Speziell bei Flug- und Triebwerkproblemen werden die CEI-Geräte ULTRAGRAPH 440 (14-28-42-56 Kanäle) und 444 (4-Kanäle) als die modernsten und vielseitigsten Lichtstrahloszillographen angesprochen. Diese idealen Registriergeräte erlauben eine schnelle Auswertung der Messwerte ohne Entwicklung.

Das CEI-Gerät 444 arbeitet mit Tungstenlampen — das bedeutet keine kostspieligen Quecksilberlampen mit zeitlich beschränkter Lebensdauer — kein Vorwärmen, sondern die Lampe schaltet erst beim Einstellen des Papiervorschubes ein.

Der ULTRAGRAPH 440 weist einen Messfrequenzbereich von 0-7'800 Hz und das Gerät 444 einen solchen von 0-2'000 Hz auf.

Verlangen Sie auch Prospektunterlagen über die normalen Lichtstrahloszillographen für 12-14-24-30 Messkanäle.

Denken Sie daran —



messen + prüfen = vibro-meter

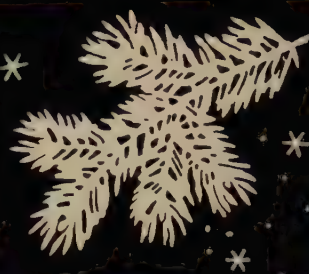
DEUTSCHLAND: VIBRO-METER GMBH Hannover, Leinstrasse 31/32, Telefon 13367

SCHWEIZ: VIBRO-METER AG Fribourg-Moncor, Telefon 261 08

OESTERREICH: VIBRO-METER GES. M. B. H. Wien III Unt. Viaduktgasse 47/49

CH. KREBS WERBEAGENTUR BERN
FOTOS HILBER FRIBOURG

Gute Fachbücher- beliebte Weihnachtsgeschenke



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

- I. Band: 728 Seiten · 646 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
- II. Band: 760 Seiten · 638 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
- III. Band: 744 Seiten · 669 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
- IV. Band: 826 Seiten · 769 Bilder Ganzleinen 19,50 DM
- V. Band: **Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen**
810 Seiten · 514 Bilder Ganzleinen 26,80 DM
- VI. Band: 765 Seiten · 600 Bilder Ganzleinen 19,50 DM

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETMANN
Über 400 Seiten · Über 340 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 36,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETMANN
336 Seiten · 322 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETMANN
224 Seiten · 206 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Elektrische Antriebe elektronisch gesteuert und geregelt

von Ing. GERHARD WEITNER
179 Seiten · 236 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Spezialröhren

Eigenschaften und Anwendungen
von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH
439 Seiten · 319 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 32,— DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
Überarbeitete und bedeutend erweiterte Fassung
von Czech: DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · Ganzleinen 36,— DM

Fernsehempfänger

Arbeitsweise · Schaltungen · Antennen · Instandsetzung
von HERBERT LENNARTZ
248 Seiten · 228 Bilder · 7 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang

von Dr.-Ing. AUGUST FIEBRANZ
235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER
ca. 300 Seiten im Großformat mit zahlreichen, zum Teil mehrfarbigen Bildern · Preis ca. 32,— DM
Erscheint in Kürze. Bestellungen werden bereits entgegengenommen

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung
224 Seiten · 140 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Kompodium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
ca. 330 Seiten · 51 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM
Erscheint in Kürze. Bestellungen werden bereits entgegengenommen

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten

I. Band: Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
664 Seiten · Ganzleinen 39,50 DM

Leuchtröhrenanlagen für Lichtreklame und moderne Beleuchtung

Vierte, wesentlich erweiterte und verbesserte Auflage
von HERMANN SPANGENBERG
77 Seiten · 46 Bilder · 7 Tabellen · 4,80 DM

*Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag
Spezialprospekte auf Anforderung*

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH · Berlin-Borsigwalde**

Höchste Empfindlichkeit minimales Rauschen

Modernste elektronische Forschungsarbeit der Hitachi-Ingenieure hat jetzt zur Entwicklung einer hervorragenden Käfig-Gitter Zwillingstriode 6R-HH8 mit äußerst hoher Verstärkung und niedriger Rauschcharakteristik geführt. Als ein Glied der Abstimm-Vorrichtung garantiert 6R-HH8 ein ausgezeichnetes Schirmbild mit bemerkenswerter Schärfe.



Fig. 1 Verstärkungscharakteristik

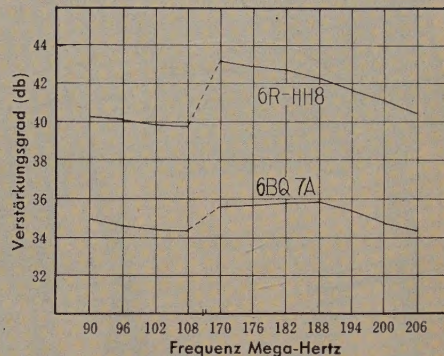
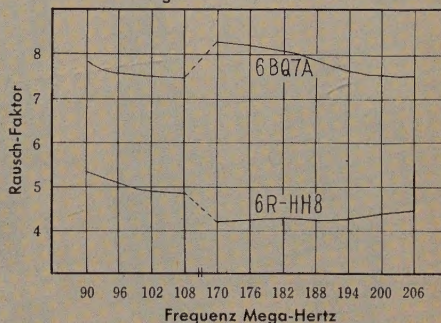
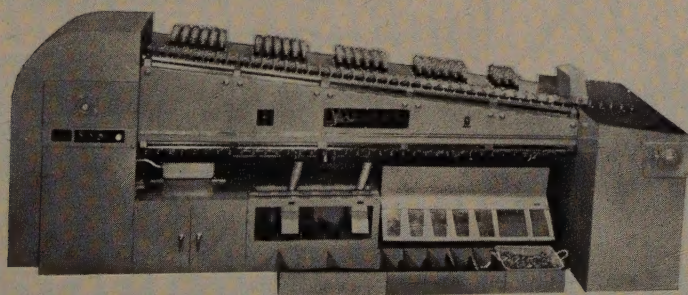


Fig. 2 Rauschcharakteristik



Hitachi fabriziert auch andere Empfangsröhren und Zubehörteile zum Fernsehen, die in Verbindung mit der neuen 6R-HH8 Röhre jedem Apparatebauer eine noch bessere Marktstellung einbringen, als er gegenwärtig einnimmt.



Automatisches Röhren-Prüfgerät



Hitachi, Ltd.

Tokyo Japan

Telegramm-Adresse: „HITACHY“ TOKYO



Das professionelle Aufnahmegerät für Rundfunk-Reportagen, Fernseh-Interviews, Wochenschau-Aufnahmen, Forschung und Expedition. Einfachste Bedienung durch eingebauten Dynamik-Kompressor zur automatischen Lautstärkeregelung. Sendereife Aufnahmen durch ausgezeichnete Gleichlaufereigenschaften und technische Daten. Bandgeschwindigkeit 19,05 cm/sek. Laufzeit einer Bandschleife ca. 14 min.

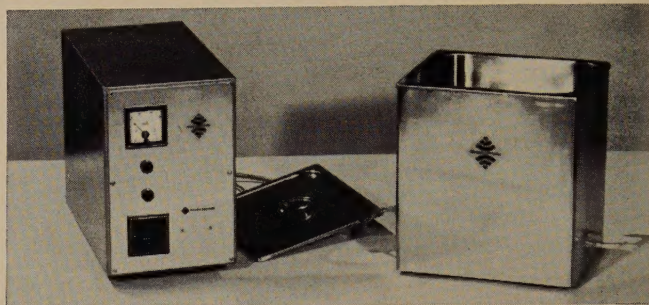
Bitte verlangen Sie ausführliche Unterlagen!

Vertrieb für Westdeutschland:
Elektrotechnik Wilhelm Franz KG
 Lahr/Schwarzwald, Kaiserstraße 80
 Postfach 227, Telefon 20 53

Export durch:
Emt Wilhelm Franz GmbH
 Wettingen (AG), Schweiz, Landstraße 85
 Telefon Baden (056) 605 50



ULTRASCHALL-REINIGUNGSANLAGEN



Purette

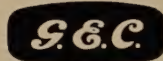
für die Ultraschallreinigung kleinerer Warenmengen in Betrieb, Werkstatt, Kundendienststation, Labor und für die dezentralisierte REINIGUNG zwischen den Arbeitsplätzen im Großbetrieb.

Wir lösen Reinigungsprobleme der Industrie und liefern neben den Kleinanlagen der Purette-Serie ULTRASCHALL Industriereiniger für Handbeschickung und funktionsvollendete Automaten für jeden Bedarfsfall und für jeden Durchsatz. Unser anwendungstechnisches Labor steht Interessenten jederzeit mit fachkundigen Beratungen und Vorführungen zur Verfügung (Telefon Ffm. 60231).



SCHOELLER & CO

Elektrotechnische Fabrik
 Frankfurt/Main-Süd



The General Electric Company Ltd. of England
 SEMICONDUCTOR DIVISION

Gesteuerte Silizium-Dioden:

Serien: SCR 51: 10 A
 SCR 91: 50 A
 von 25 bis 400 V

SCR 71: 16 A
 SCR 111: 70 A

Silizium-Kapazitäts-Dioden:

SVC 11 bis SVC 20 — Parametr. Verstärker — für den Bereich von 25 bis 85 MHz.

Subminiatur-Schaltdioden für hohe Schaltgeschwindigkeit:

GEX 71
 Sperrspannung 10 V
 Durchlaßstrom 30 mA
 Sperrstrom 50 μ A

bei 25° C.

Durchlaßstrom von 10 mA wird gesperrt durch Spannungsimpuls von 5 V mit einer Anstiegszeit kleiner als 2 nsec. und mindestens 1 μ sec. Dauer

Preisgünstige Vielzweck-Transistoren:

a) Schalttransistoren:

GET 881
 GET 882
 GET 885
 GET 891
 GET 892

Typische h_{fe} Werte 45—90 bei 25 mA I_c
 Grenzfrequenz: 6—20 MHz
 Grenzbetriebsdaten: V_{ce} —15...—20 V
 V_{ce} —10 V $N=100$ mW bei 25° C

b) HF-Verstärker-Transistoren:

GET 887
 GET 888
 GET 889
 GET 890
 GET 880

Typische h_{fe} Werte 50...200
 Grenzfrequenz: 6—15 MHz
 Grenzbetriebsdaten: V_{ce} —15...—20 V
 V_{ce} —10 V $N=100$ mW bei 25° C
 (Rauschfaktor GET 880: 3dB)

c) Radio-Empfänger-Transistoren:

GET 883 ZF-Verstärker
 GET 884 Mischtransistor

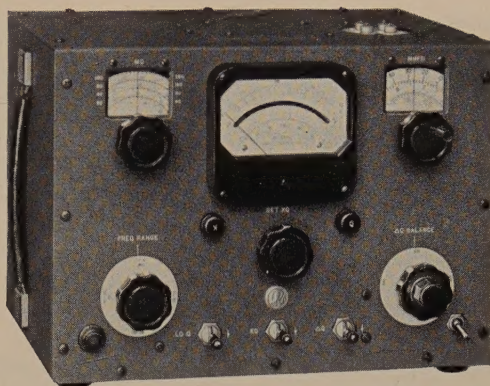
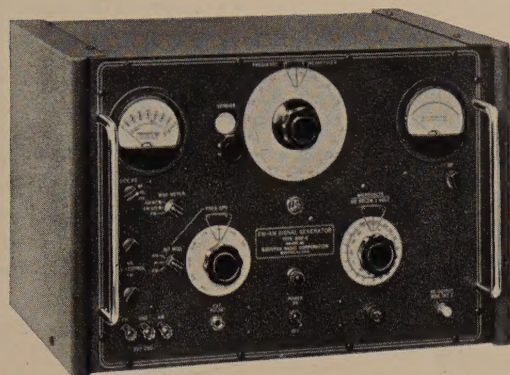
Deutsche Vertretung: WILLY LIST

Frankfurt a. Main-Süd, Karlsbader Straße 8, Tel. 68 72 44

BOONTON RADIO CORPORATION

Tochterfirma von Hewlett-Packard

BRC-Präzisions-Mess- und Prüfgeräte – weitverbreitet wegen ihrer bekannten Zuverlässigkeit und Qualität



	Typ	Frequenzbereich	Q-Bereich	Abstimmkapazität	Q-Genauigkeit	Preis DM mit Zoll	
Q-Meter	260 AP	50 kHz–50 MHz	10–625	30–460 pF	5% bis 30 MHz		4 727,-
	190 AP	20 MHz–260 MHz	5–1200	7,5–100 pF	7% bis 100 MHz		4 982,-
	280 AP	210–610 MHz	10–25 000	4,0–25 pF	20% bis 610 MHz		12 136,-
Q-Vergleicher	Typ	Frequenzbereich	Q-Bereich	L-Bereich	C-Bereich	R-Bereich	Preis
	265 AP	200 kHz–70 MHz	30–500	0.15 μ H–15 mH	5 pF–0.01 μ F	500 Ω –20 M Ω	4 062,-
AM-FM-Messender	Typ	Frequenzbereich	Ausgang	FM-Hub	AM		Preis
	202 E	54–216 MHz	0.1 μ V–0.2 V	0–240 kHz	0–50%		5 771,-
	202 G	195–270 MHz	0.1 μ V–0.2 V	0–240 kHz	0–100%		5 643,-
	225 AP	10–500 MHz	0.1 μ V–0.1 V	0–60 kHz	0–30%		4 848,-
Wobbelsender	Typ	Frequenzbereich	Ausgang	Wobbelhub	AM	Frequenzmarken	Preis
	240 AP	45–120 MHz	1 μ V–0.3 V gewobbelt 1 μ V–0.1 V Festfrequenz od. AM	$\pm 1\%$ – $\pm 30\%$ der Mittelfrequenz	30%	Quarz	9 337,-
Transistoren-Prüfgerät	Typ	α -Bereich	β -Bereich	H_{ib} -Bereich			Preis
	275 A	0–0.9999	0–200	0.30–3000 SL			4 778,-
RX-Meter	Typ	Frequenzbereich	R-Bereich	C-Bereich	L-Bereich		Preis
	250 A	500 kHz–250 MHz	15 Ω –100 k Ω	0–20 pF	0.001 μ H–100 mH		7 793,-
Messender Eichgeräte	Typ	Frequenzbereich	Geeichter Eingang	Geeichter Ausgang	AM-Bereich		Preis
	245 C 245 D	500 kHz–1000 MHz 500 kHz–1000 MHz	0.025, 0.05, 0.1 V 0.025, 0.05, 0.1 V	5, 10, 20 μ V 0.5, 1, 2 μ V	10–100% 10–100%		1 993,- 1 967,-
Frequenz-Umsetzer	Typ	Frequenzbereich	Ausgang	FM-Hub	AM	Zubehör zu	Preis
	207 EP	100 kHz–55 MHz	1 μ V–0.1 V	0–240 kHz	0–50%	202 E	2 206,-
	207 GP	100 kHz–55 MHz	1 μ V–0.1 V	0–240 kHz	0–100%	202 G	2 668,-
	203 B	100 kHz–25 MHz	1 μ V–0.1 V	0–15 MHz	30%	240 A	2 155,-

Änderungen vorbehalten / Frei Bahnstation Lieferort

BRC-Präzisions-Prüfgeräte sind für die höchsten Anforderungen der Industrie hergestellt – Anforderungen, die die BRC-Geräte auf der ganzen Welt zum anerkannten Symbol von Genauigkeit und Zuverlässigkeit machen.

Wir beraten Sie gerne bei Ihrem Messproblem und stehen für technische Auskünfte und Gerätevorführungen jederzeit zur Verfügung.

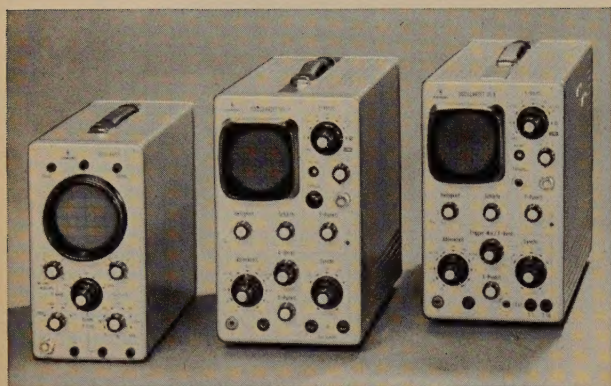


Hewlett-Packard

Vertriebsgesellschaft m. b. H.

Frankfurt am Main Technischer Verkauf und Kundendienst
Sophienstrasse 8, Telefon 77 31 75 u. 77 94 25
HPSA - 8A - 428

weltweit bewährt



Ms 210 a

3 OSCILLARZET – eine Serie von Kleinoszillographen für alle Meßaufgaben

OSCILLARZET 15

der vielfach bewährte Wechselspannungs-Oszillograph mit periodisch laufender Zeitablenkung:

1 Hz bis 600 kHz und 1 Hz bis 5 MHz
bei max. 6 und 35 mV/cm

OSCILLARZET 05

der geeichte Gleichspannungs-Oszillograph mit periodisch laufender und triggerbarer Zeitablenkung:

0 bis 1,2 und 0 bis 5 MHz bei
max. 15 und 50 mV/Teil (1 Rasterteil = 0,6 cm)

OSCILLARZET 05 S

die Sonderausführung für hohe Anforderungen mit Ablenkfaktoren von max. 10 und 30 mV/Teil, mit erweiterter Synchronisierungsmöglichkeit auch durch HF- und Gleichspannungen +, beliebiger Wahl des Triggerniveaus und Unabhängigkeit von Netzspannungsschwankungen

Unsere Geschäftsstellen stellen Ihnen auf Anfrage gern ausführliche Druckschriften zur Verfügung.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
 WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

AUS DEM INHALT

NOVEMBERHEFT 1961

Band 15 (1961) Heft 11, Seiten 505–556

G. Käs: Magnetische Messungen an Eisenkernen bei Aussteuerung mit Impulsen	517
Neuartige Magnetstromversorgung für das Deutsche Elektronen-Synchrotron Hamburg	520
R. Hübner: Einige interessante Anwendungen von Kaltkathodenröhren in Labor und Industrie	521
K. Stülpner: Schaltungen zur Abfallverzögerung von Relais mit Transistoren	523
H. Mahnau: Nachbildung der thermischen Strahlung einer Kernwaffenexplosion	525
W. Golombek: Stromstabilisierung des Dauerstrichmagnetrons Valvo 7091	528
V. Spány: Sägezahn-generator mit fast unendlicher Linearität	531
H. J. Albrecht: Neue nachrichtentechnische Gesichtspunkte zur Überseeausbreitung im Kurzwellenbereich	536
Empfehlungen bei der Anwendung digitaler Steuerungen von Werkzeugmaschinen	542
Referate	
Zur Berechnung von Impulstransformatoren	548
Eine Transistor-Umhüllung mit konstanter Temperatur ..	548
Vereinfachtes Auswertverfahren von Häufigkeitskurven ..	549
Aus Industrie und Wirtschaft	550
Persönliches	552
Neue Bücher	553
Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften	555

Beilagen

Inhaltskartei · ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Elektronische Bauelemente und Baugruppen sind heute oft hohen mechanischen Beanspruchungen ausgesetzt. Für die Prüfung auf Beschleunigungsfestigkeit hat die Firma *Tate and Lyle Ltd.*, Liverpool (England), einen Prüfraum mit mehreren Zentrifugen eingerichtet, von denen jede eine eigene elektronische Steuerung von *Dynamo Electronic Products Ltd.*, Rugeley, Staffordshire (England), hat. Ein Leuchtschaltbild läßt den Betriebszustand aller Anlagen mit einem Blick erkennen.
 (Werkaufnahme)

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU
 nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Dietrich Röhl, Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, sämtlich Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 12 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto. — Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

